

博 士 論 文

輪郭制御性能を考慮したメカトロ
サーボ系におけるドライブシステムの
構築に関する研究

佐 藤 貞 之

2005 年 3 月

主査	教授	中 村	政 俊
副査	教授	信 太	克 規
	教授	渡 辺	桂 吾
	助教授	後 藤	聡

佐賀大学大学院工学系研究科
生体機能システム制御工学専攻

目次

1 序章	1
1.1 メカトロサーボ系の現況について	1
1.1.1 市場動向	2
1.1.2 技術動向	2
1.2 メカトロサーボ系の諸問題	7
1.3 本論文の目的と概要	9
2 メカトロサーボ系のモデル構築	11
2.1 連続系におけるメカトロサーボ系モデルの考察	11
2.2 離散系におけるメカトロサーボ系モデルの考察	17
2.3 まとめ	19
3 メカトロサーボ系構成におけるドライブシステム選定法	20
3.1 まえがき	20
3.2 モータ選定の現状と問題点	22
3.3 メカトロサーボ系モデル	25
3.3.1 メカトロサーボ系のモデルの構成	25
3.3.2 メカトロサーボ系に要求される特性	27
3.4 ドライブシステム選定法	32
3.4.1 ピークトルク式の導出	32
3.4.2 ドライブシステム選定法の提案	34
3.5 ドライブシステム選定法の妥当性	38
3.5.1 選定例	38
3.5.2 制御仕様を厳しくした場合のドライブシステム選定例	42

3.5.3	選定例におけるピークトルク値の実験値と計算値との比較 . . .	44
3.6	まとめ	46
4	ソフトウェアサーボにおける輪郭制御時の形状誤差に関する考察	
	-指令時間間隔とサンプリング時間間隔の検討-	47
4.1	まえがき	47
4.2	ソフトウェアサーボの問題点とモデル化	51
4.2.1	ソフトウェアサーボの問題点	51
4.2.2	ソフトウェアサーボモデル	54
4.3	指令時間間隔・サンプリング時間間隔の形状誤差に与える影響	56
4.3.1	指令時間間隔・サンプリング時間間隔と半径減少量との関係 . . .	56
4.3.2	指令時間間隔・サンプリング時間間隔と表面粗さとの関係 . . .	59
4.3.3	半径減少量・表面粗さと制御定数との関係	62
4.4	実験による検証	65
4.4.1	実験装置構成と実験条件の設定	65
4.4.2	半径減少量と表面粗さの大きさの実機検証	66
4.5	まとめ	69
5	ソフトウェアサーボにおける輪郭制御性能を考慮した指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定法	71
5.1	まえがき	71
5.2	輪郭制御時における制御性能指標と制御定数との関係	73
5.2.1	半径減少量の解析式	73
5.2.2	表面粗さの解析式	74
5.3	指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定法	75
5.4	指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定例	78
5.5	まとめ	80
6	結論	82

謝辞	85
参考文献	86
研究発表	89

List of Figure Captions

1.1	Change of production number of units	3
1.2	Figure in terms of the industry usage and servo motor output	3
1.3	Usage in industry of servo motor	4
1.4	Change of magnet characteristics	6
1.5	Change of IGBT characteristics	6
1.6	Chapter constitution of this paper	10
2.1	Block diagram of mechatronic model	12
2.2	Results of simulation	15
2.3	Block diagram of mechatro servo system in case of the continuous control system	16
2.4	Structure figure of software servo system	18
2.5	Block diagram of software servo system	19
3.1	Flowchart of present servo motor selection	22
3.2	Example of case without consideration of linear motion region	24
3.3	Block diagram of mechatronic servo system with PI velocity loop	26
3.4	Variation of response features based on the difference of roots of de- nominator	28
3.5	Characteristics of ζ and strain energy and power amplifier's current	30
3.6	Block diagram of mechatronic servo drive system considering current loop	31
3.7	Flowchart of the new selection method for mechatronic servo drive system considering control performance	34

3.8	Specificaltion of mechanical structure	38
3.9	Structure of experiment	44
3.10	Experiment result for selection example	45
4.1	Problem of linear interpolation of circle	52
4.2	Problem of input wave	53
4.3	Block diagram of software servo system	54
4.4	Concept of average radius	57
4.5	Concept of input wave by difference of q (=reference input time inter- val T /sampling time interval Δt_p)	60
4.6	Consideration of surface roughness	62
4.7	Relationship among each control coefficient, decrease in radius and surface roughness	63
4.8	Schematics of experimental	66
4.9	Estimation of decrease in radius and surface roughness	67
4.10	Experimental results	69
5.1	Flowchart of control coefficient decision method	77
5.2	Decision method of reference input time interval and sampling time interval	81

List of Table Captions

2.1	Simulation coefficient	14
3.1	Roots of the denominator for various ζ and K_p	27
3.2	Strain energy when changing ζ and K_p	30
3.3	Results of calculation	41
3.4	Selection of motor coefficients	41
3.5	Results of calculation	43
4.1	DFT results of input wave for various q ($q =$ (reference input time interval T /sampling time interval Δt_p), $k =$ ordinary)	61
4.2	Comparison between analytical solutions and experimental results . .	68

第 1 章

序章

本論文は、メカトロサーボ系において輪郭制御を使用する場合に、サーボシステムを効率よく構築するための方法について研究したものである。そこでまず本章では、その前提として本論文で対象とするメカトロニクス機器に関し、その歴史や発展を踏まえながら説明を行っていく。また、メカトロニクス機器が産業界で果たす役割、現在の産業界の状況を説明した後、本論文の主な目的について記していく。さらに、本論文の要点を絞って読み進めるために章構成と各章の内容について詳しく説明し、本論文全体の説明を行っていく。

1.1 メカトロサーボ系の現況について

メカトロニクス (メカニズムとエレクトロニクスの総称) という言葉が (株) 安川電機より誕生して早 32 年の月日が経った [1]。その間、メカトロニクス機器に含まれるサーボシステムは、磁性材料技術、通信技術、半導体技術、実装技術、生産技術等の周辺技術の急速な発展により [2]、その変貌を大きく遂げた (以降サーボシステムとは、サーボモータとサーボコントローラの両方を指すことにする)。サーボモータにおいては、DC サーボモータから AC サーボモータへ移行し、サーボコントローラでは、ハードウェアサーボからソフトウェアサーボへと移行した。またサーボコントローラにおける制御技術もソフトウェアサーボに移行したことにより、従来の古典制御である PID (Proportional Integral Derivative) 制御から、現代制御 (アドバンスト制御) へと移行されてきている。次にその移行背景や技術変化等について詳細に説明する。

1.1.1 市場動向

サーボモータは、図1.1に示すようにその生産台数が推移してきている[3]。図1.1は、JEMAが2004年に発表したFAサーボモータの生産台数を示している。主としてACサーボモータの生産台数は、年々増加しており、DCサーボモータの生産台数は、ほぼ横ばいであるか低下傾向を示している。さらに総生産台数は'00年度には150万台を突破している。'01年度には世界経済状況の影響もあり生産台数の落ち込みがやや激しいが、'02年度からはさらに増加する傾向にあり'04年度にはまた150万台になると予想されている。

さらに用途別、出力別に分けた図を図1.2に示す[3]。用途別に見ると、工作機械用・産業用ロボット・半導体装置で約65%を占めており、残りは一般産業用に分けられる。大半はまだまだ製造工場のオートメーション化のための設備用に使用されていることがわかる。次に出力別に分けると約60%を70W～1kW未満の小型モータで生産台数を占めていることがわかる[3]。但し、最近では負荷駆動用のベルトを廃止したりギアレス化および大型の半導体装置に使用するサーボモータ(特に射出成形機用から要求されている)の要求があるため、数十kWの大型サーボモータの製造も増えているといわれている[4]。さらにサーボモータが現在使用されている用途、今後広がっていくであろう用途を図1.3に示す[3]。従来は製造工場のオートメーション化に使用される工作機械・ロボット等にサーボモータは多く使用されていたが、今後は、図1.3に示すように医療機器、介護用ベッドや介護用ロボット等の福祉関係、アミューズメント機器、ホームエレベータや自動改札機等人々の身近な暮らしに役に立つ用途にさらに広がっていくと予想されている。

1.1.2 技術動向

メカトロサーボ系に対する要求事項は年々増えかつその要求精度も高まっており、各サーボモータメカは独自の技術により、顧客要求に対応している。特に、小型化・高性能化・高品質化はサーボシステムに対する要求事項の必須項目である[2]。

サーボモータの小型化に欠かせない技術としては、磁性材料技術である。磁性材

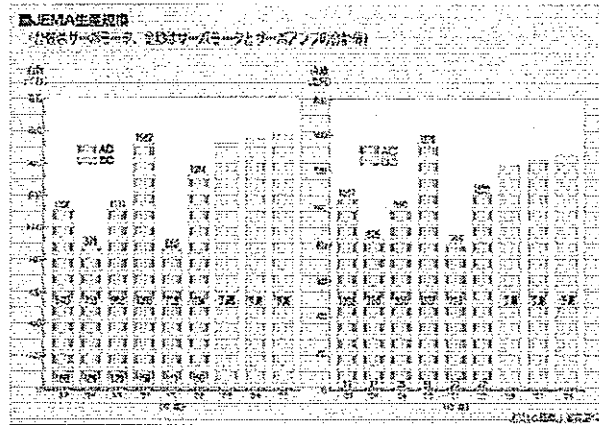


Fig.1.1: Change of production number of units

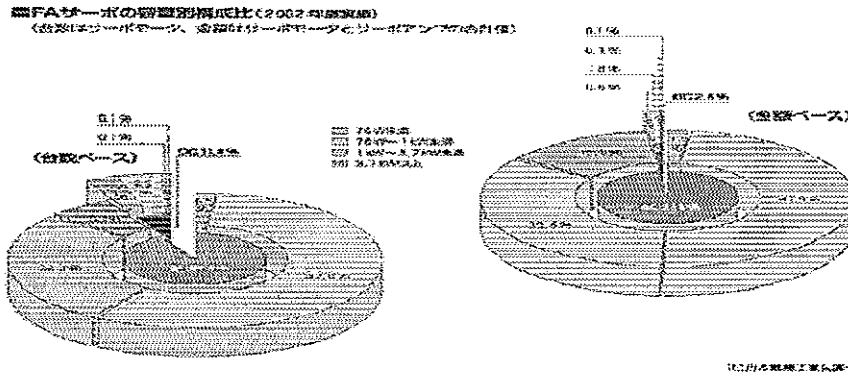


Fig.1.2: Figure in terms of the industry usage and servo motor output

料である永久磁石は、図 1.4[5] に示すようにその特性は、約 30 年の間に 2.5 倍以上にも上がっている。よって、磁力が増した分モータの発生するトルクを上昇させられるため、モータの小型化が可能となった。その影響を受け、モータは重量で約半分、体積で約 40～60% もの小型モータの製品群が誕生したといわれている。しかし、小型化になった分、モータとしての冷却能力は極端に低下するため、現在は冷却方法も有限要素法等の熱解析を行いモータの外皮構造やモータ内部の鉄心形状等に工夫を施している。

サーボモータの高性能化に欠かせないものとしては位置検出器 (エンコーダ) の性能向上とモータのコギングトルクの低減が挙げられる。現在のサーボモータは減速機レス化が推し進められているためにモータ回転の高速化が進み、かつ機械の高精度化が求められているためエンコーダの分解能はおのずと良くなっている。現在で

形状や固定子のティース形状を変更してコギングトルクを低減させるが、それにも限界がある。よって最近では、有限要素法を用い最適磁路設計を行い、コギングトルクをさらに低減している。従来は定格トルクの3~5%あったコギングトルクも有限要素法を用いた最適磁路設計により、現在では1%以下を実現しているといわれている [7]。以上のようにエンコーダのシリアル信号化、コギングトルクの低減によりサーボモータのさらなる高性能化が可能となった。

サーボコントローラの小型・高性能化には、半導体技術とソフトウェア技術が大いに貢献している。サーボコントローラの小型化には、パワーデバイスのロスを大幅に低減させる必要があった。そこでパワーデバイスである IGBT のスイッチング特性や ON 電圧の特性改善が必要であった。図 1.5[3] は、最近の IGBT 特性の進歩を示したものであり、縦軸は (ON 電圧×スイッチング時間) の逆数を示しており、その特性は 10 年間で約 5 倍にも向上しているのがわかる。さらにサーボコントローラに内蔵されている CPU のクロック周波数も 10 年間で約 8 倍に向上している (図 1.5 参照) と言われ、現在は数 GHz にまで良くなっている。しかし、IGBT の ON 特性やクロック周波数の向上により高周波ノイズの影響が増大することを忘れてはいけない。現在ではノッチフィルタや各種フィルタを駆使しそのノイズ低減に努めている。またソフトウェア技術の進歩により今までハードウェア回路で構成されていた部分がソフトウェア化されたためさらなる小型化が可能となった。以上のように半導体技術とソフトウェア技術の多大な進歩によりサーボコントローラの小型・高性能化が可能となった。

サーボシステムの高品質化には、各サーボモータメーカーの独自の生産技術で対応している。本論文では、その内容については割愛する。

サーボ技術の要である制御技術は、次の種類のアドバンスト制御を使用するようになった [8]。以下に示すようにその制御手法は種々あるが、どの手法を、どの場面で、どのようにアレンジして使用するかという手順を順序よく踏んでいけば、顧客の要求仕様を大いに満足することは出来る。しかし一旦、的外れな使い方をするといくら労力を要しても要求仕様を満足することはできなくなる。よってアドバンスト制御をメカトロニクス機器に組み込む場合は、細心の注意を払わなければならない。

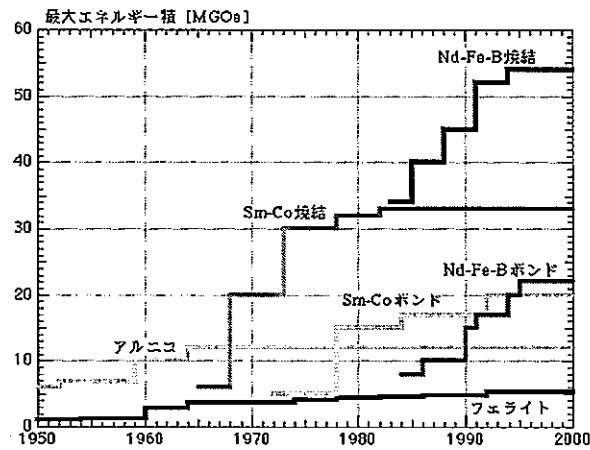


Fig.1.4: Change of magnet characteristics

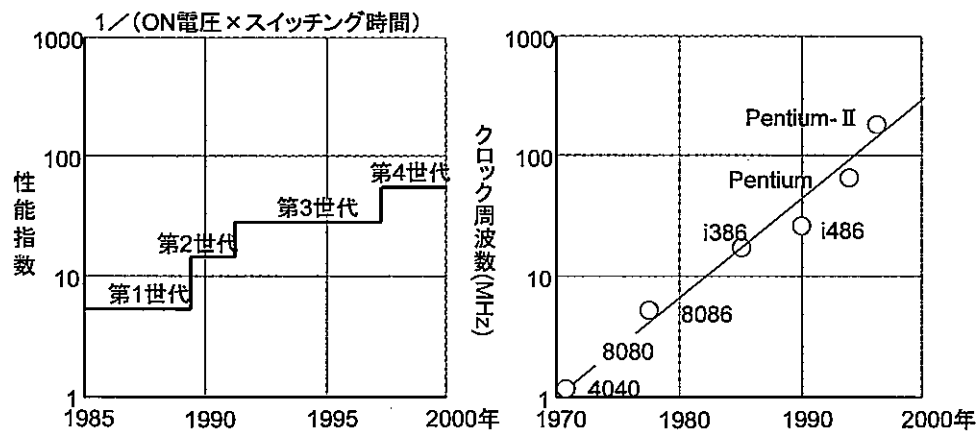


Fig.1.5: Change of IGBT characteristics

1. 状態フィードバック制御+状態オブザーバもしくはカルマンフィルタ
2. 負荷外乱オブザーバ
3. モデル予測制御
4. 繰り返し制御
5. 適応制御
6. H無限大制御
7. ファジィ, ニューロ, 遺伝的アルゴリズム等

1.2 メカトロサーボ系の諸問題

メカトロサーボ系には、その使用方法が大きく二つに分類される。一つは任意の開始点から任意の終了点へ移動させる場合、開始点から終了点への到達時間と位置決め精度のみを重要視する位置決め制御 (PTP: point to point) である [9]。位置決め制御では、開始点から終了点の途中経路の軌跡に関してはほとんど問題にしない制御方法である。二つ目は、開始点から終了点間の途中経路の軌跡形状を最重要視する輪郭制御である (コンタリング、または連続経路制御)。途中経路軌跡がどの程度目標軌跡に追従しているかでこの制御方法は評価されることになる。産業界で特に問題を生じさせているのは、この輪郭制御を使用した場合であると言われている。次にこの輪郭制御を使用した場合に生じる問題について詳細に説明する。

輪郭制御の主な用途は、切削および旋削等の機械加工に代表される工作機械およびアーク溶接・レーザーカッティング・のり塗布作業等の産業用ロボットに大きく分けられる。最近の工作機械は、さらなる高速化・高精度化が求められている。高速化においては、最大送り速度が元々は数十 m/s であったものが、現在では 120 m/s という高速化が達成されている [10]。さらに各軸の最大加速度も従来では 0.5g 程度であったが、現在では 2g を実現している [10]。よって位置決め時間・加工時間も従来機に較べて、1/2 以下に短縮されている [10]。以上のように機械の高速化は従来に較べて十分に達成されていることがわかる。また、高精度化においては前述の高速加工の条件で表面粗さ $1\mu\text{m}$ 以下を現実のものとしている。今後はさらに高精度化が進み、ナノメータ (nm) 時代になると予想されている [11]。ここでナノメータ時代に突入するとさらにサーボ系の応答精度向上が求められるので制御手法・検出装置等のさらなる向上が求められると思われる。

このような高速化・高精度化が進むなか、現在、サーボモーターメーカーで推奨されているサーボモーター選定手順を使用してサーボモーターの選定を行った場合、サーボシステムとして評価する段階 (サーボコントローラ調整段階といわれている) において開発目標とする制御性能が全く実現できないという問題が産業界においてたびたび生じている。問題が生じると何度も試行錯誤を重ね技術者の勘や経験にその解

決方法が委ねられ、時には解決するために相当な時間がかかることになる。このような問題が生じる原因として考えられる要因は、現状推奨されているサーボモータ選定手順において考察している項目がサーボモータの「最大トルク」と「平均トルク」の静的特性の検討のみで、動的特性の制御検討を全く行っていないためであると思われる。言い換えるとサーボコントローラの検討（制御仕様）を行っていないためであるといえる。ここでは特にサーボシステムの線形動作範囲の検討を開発以前にしていないことが原因であると思われるため線形動作範囲を明確にする要素である「トルク飽和値」に着目をおき研究を行うことを本論文の目的としている。以上の問題を本論文では、制御系が連続系であると考え研究を進めている。

メカトロサーボ系は、1980年代後半以降にハードウェアサーボからソフトウェアサーボに移行し始め1990年代初頭には、そのほとんどがソフトウェアサーボになった。ソフトウェアサーボになったことで指令は、上位コントローラからの指令時間間隔による折線近似方式に変更になった。ハードウェアサーボ時代の指令は、パルス分配法（詳細は第4章参照）を採用していたため位置検出器の分解能がある程度高ければ、連続系と考慮ができたため輪郭制御の制御性能指標である半径減少量等の実際の結果は、連続系における解析式の計算による予想値とほぼ同じ傾向を示していた。しかしながら、前述のように指令が折線近似に変更したことおよび制御系をサンプル値制御と見なさなければならなくなったことで、ロボットや数値制御マシン等で円を描かせる場合には、指令波形が指令時間間隔ごとに多角形近似された円になり、指令円の半径が一定とならずに変化することになる。よって輪郭制御の制御性能指標である半径減少量も今まで使用されていた連続系の解析式で導出しても実際の結果と合わないという不具合が生じている。さらに最近では、表面粗さも制御性能を考察する上で重要な評価指標であり、これを導出する解析式も必要になっている。よって本論文では、ソフトウェアサーボにおいて輪郭制御を使用した場合の制御性能指標である半径減少量と表面粗さの解析式を導出することを目的としている。解析式を導出する際には、ソフトウェアサーボにおける制御定数の中で重要な指令時間間隔とサンプリング時間間隔を用いることを本論文の特徴としている。以上の問題を本論文では、制御系が離散系であると考え研究を進めている。

1.3 本論文の目的と概要

本論文では、前述のようにメカトロサーボ系を連続系と離散系の両方の場合において輪郭制御を構築する際に特に必要な部分に焦点をあて研究を行った。具体的には、

- 現在のモータ選定手順にピークトルクの大きさを導入することでサーボシステムの線形動作範囲を明確にし、制御定数の導出までを考慮した新しいモータ選定手順の提案を行う。
- ソフトウェアサーボにおいて、入力指令が折線近似された場合に制御性能指標である半径減少量と表面粗さを導出する解析式を重要な制御定数である指令時間間隔とサンプリング時間間隔を用いて導出する。
- ソフトウェアサーボにおいて、制御定数である指令時間間隔とサンプリング時間間隔を得ることで制御性能指標である半径減少量と表面粗さの大きさを導出する方法をフローチャートによって示す。

以上を本論文の目的とする。上記の内容を示すことで、

- 新しいモータ選定手順を示すことで、輪郭制御時の場合において、目標とする制御性能が開発段階において試行錯誤を行わず、開発以前に線形動作範囲の予測ができ、開発時間を大幅に短縮することができる。さらにその場合の制御定数の在り方が明確になる。
- 半径減少量と表面粗さを導出する解析式を導出することで、機械を製作するユーザにおいては、開発以前に使用するサーボシステムの制御定数(ここでは指令時間間隔とサンプリング時間間隔を指す)の決定ができ、目標とする制御性能(ここでは半径減少量と表面粗さを指す)を満足できるかどうかの予測が可能となり、サーボメーカーにおいては、最終ユーザの要望する制御性能を開発以前に満足するサーボシステムの制御定数を決定することが可能となる。

前項に示したように産業界における本論文の有用性は得られ、その波及効果は計り知れないものであると予想される。

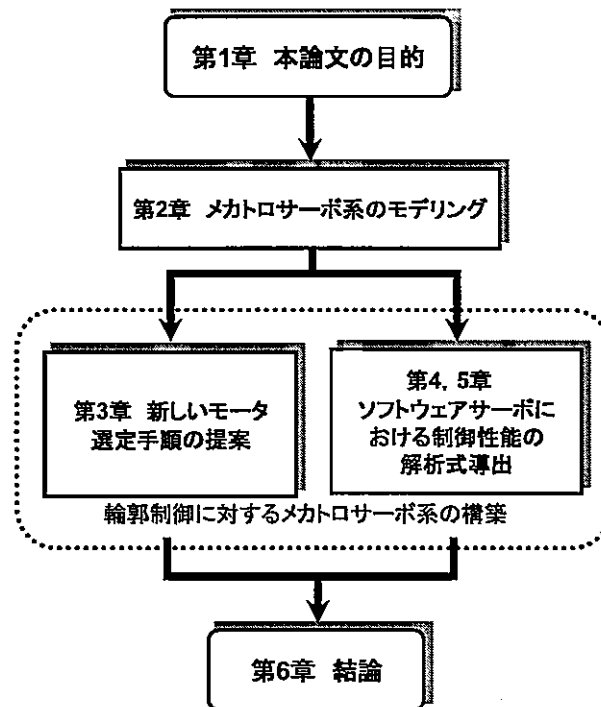


Fig.1.6: Chapter constitution of this paper

図 1.6 に本論文の構成を示す。まず 2 章では、本論文に使用するメカトロサーボ系の構成を制御系が異なる場合において詳細に説明する。3 章では、モータのピークトルクに着目した新しいモータの選定手順を提案しその有効性を実際の選定例と実験結果により示す。4 章では、ソフトウェアサーボにおいて指令時間間隔とサンプリング時間間隔が変更した場合、制御性能指標である半径減少量と表面粗さの大きさの解析式を導出し、その妥当性を実機実験により示す。5 章では、半径減少量と表面粗さの大きさが決定した場合、制御定数である指令時間間隔とサンプリング時間間隔の導出を簡便なグラフを用いてフローチャート形式で説明する。6 章では本研究のまとめを行い、本論文の産業界における有用性を述べる。全体的には 3 章において制御系が連続系の場合のメカトロサーボ系の構築法の研究を行い、4, 5 章において制御系が離散系の場合のメカトロサーボ系の構築法の研究を行っている。

第 2 章

メカトロサーボ系のモデル構築

本論文で使用するメカトロサーボ系のモデルについて本章では考察する。どういう制御の際にどういう制御モデルを使用すればよいかを議論していく。本章では、制御系が連続系における場合と離散系における場合の2種類においてメカトロサーボ系のモデルを構築する。

2.1 連続系におけるメカトロサーボ系モデルの考察

現在、(株)安川電機の製品群である AC・DC サーボシステムの端緒となるものは、昭和 45 年頃に米国の B. R(Bunker Ramo) 社からの制御装置開発の引き合いにあると言われている [12]。その後、B.R 社との関係は無くなったが、国内外においてそれ以降の NC 工作機関係の需要を考え、最初の高性能制御装置の開発に取り組み始めたと言われている [12]。その際のモータ・制御装置の仕様は次の通りであった [12]。

- モータ出力：25～200W
- 速度制御範囲：4～3000min⁻¹
- 速度変動率：0.03%

また上記仕様は、速度制御範囲が 1：数千とその当時では非常に厳しい仕様であり、さらにステップ上の負荷外乱に対する速度変動率を非常に小さくしなくてはならないことが特徴であった。以上の仕様を満足させるために、当時は速度ループと電流ループに PI(Proportional Integral) 制御器を使用した。これより定常状態における回転数偏差を無くし、かつ目標入力に対する応答を早くすることが可能になっ

た. 図2.1にその時のブロック線図を示す[12]. 但し, このブロック線図は, 剛体結合の場合を示し, 2慣性系の場合は考慮していない. またこの当時のメカトロサーボ系はハードウェアサーボ時代であったため, モータ位置検出器の分解能が相当粗くない限り連続系として取り扱っても実モデルとシミュレーション結果との差は生じなかった.

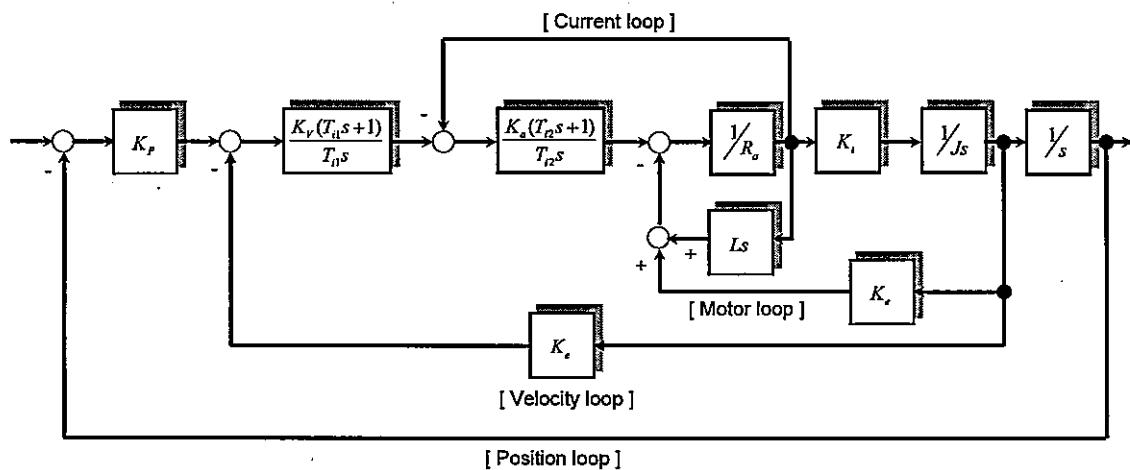


Fig.2.1: Block diagram of mechatronic model

図2.1中の係数を下記に示す.

- $K_p(1/s)$:位置ループ比例ゲイン
- $K_v(1/s)$:速度ループ比例ゲイン
- $T_{i1}(s)$:速度ループ積分時間
- $K_a(1/s)$:電流ループ比例ゲイン
- $T_{i2}(s)$:電流ループ積分時間
- $R_a(\Omega)$:モータの電機子抵抗
- $L(H)$:モータの電機子インダクタンス
- $K_e(Vs/rad)$:誘起電圧定数

- $K_t(\text{Nm/A})$: トルク定数
- $J(\text{kgm}^2)$: モータと負荷の合計慣性モーメント

目標とする制御仕様を満足させるために、上記制御定数の K_p , K_v , K_a , T_{i1} , T_{i2} を如何に決定するかが一番重要な問題となってくる。当時は次に示すような経験上法則に基づき制御パラメータが決定されていた [12].

1. $K_a \gg 1/R_a$
2. $T_{i2} \doteq T_m$

ここで T_m はモータの機械的時定数を表し、一般的に次式で求められる [13].

$$T_m = R_a J / (K_t K_e) \quad (2.1)$$

3. 速度ループ減衰係数 ζ , 速度ループ角周波数 ω_n より K_v , T_{i1} を決定する.
4. $K_v \geq 4K_p$

最近の手法では、機械の固有振動数より K_p , K_v を導出するようにしている [9]. 以上に示す決定方法を用いることで、電流ループの入力値とフィードバック値の大きさが概略同一となり、電流ループ = “1” と見なせ定数化が可能となる。但し、定数化と見なすためには電流ループ比例ゲイン K_a を大きくすることが特に重要であることがその当時から知られていた。しかしその根拠は、経験上から示されているものであった。よってまずシミュレーションによりその内容を確認する。

次に電流ループ比例ゲインが $K_a=3$ と小さい場合、 $K_a=30$ と大きい場合において、電流ループの入力とフィードバック値がどの程度異なるかをシミュレーションにより確認する。シミュレーションでは、制御定数を上述の経験的法則で求め、負荷イナーシャ値を変化させた場合の計算結果を示す。シミュレーションを行うモータ定数および制御定数の条件を表 2.1 に示す。その場合の結果を図 2.2 に示す。さらにシミュレーションでは目標入力を大きさ 1 のステップ入力とし、さらに負荷イナーシャ値をモータイナーシャ値の 1, 3, 5 倍と変化させた場合の電流波形の結果を示

す。但し、制御定数(ここでは特に T_{i2} のことをいう)は負荷イナーシャが変更になっても一定値としている(実際は $T_{i2} \propto T_m$ となるように変更しないといけない)。

Table 2.1: Simulation coefficient

項目	シミュレーションデータ
位置ループ比例定数 $K_p(1/s)$	20
速度ループ比例定数 $K_v(A/V \cdot s)$	5.08
速度ループ積分時間 $T_{i1}(s)$	0.03
電流ループ比例定数 $K_a(1/s)$	3 or 30
電流ループ積分時間 $T_{i2}(s)$	0.034
モータインダクタンス $L(mH)$	0.76
モータ抵抗 $R_a(\Omega)$	1.3
誘起電圧定数 $K_e(Vs/rad)$	0.291
トルク定数 $K_t(Nm/A)$	0.291
モータイナーシャ $J_m(kgcm^2)$	22.4
負荷イナーシャ $J_L(kgcm^2)$	22.4, 67.2, 112

図2.2の左側の波形は電流ループゲイン $K_a=3$ とした場合で、右側の波形は $K_a=30$ とした場合である。また破線は電流ループの入力を示し、実線はフィードバック値を示している。 $K_a=3$ の場合では、電流の入力とフィードバック値に差が生じ、かつ負荷イナーシャが大きくなればなるほど電流波形の脈動が大きくなり入力とフィードバック値の差も大きくなることがわかる。 $K_a=30$ の場合は負荷イナーシャが大きくなっても入力とフィードバック値には違いが出ないことがわかる。よってこのシミュレーション結果からわかるように電流ループの比例ゲインを大きくすると電流ループは定数化が可能となり、経験上考察の妥当性が確認できたことになる。

次に理論的な考察を試みる。図2.1中の電流ループのみの閉ループ伝達関数は次式で示される。但し考察の便宜上、電機子インダクタンスは無視することにする。

$$G(s) = \frac{\frac{K_a}{R_a}(T_{i2}s + 1)}{T_{i2}(1 + T_ms) + \frac{K_a}{R_a}(T_{i2}s + 1)} \quad (2.2)$$

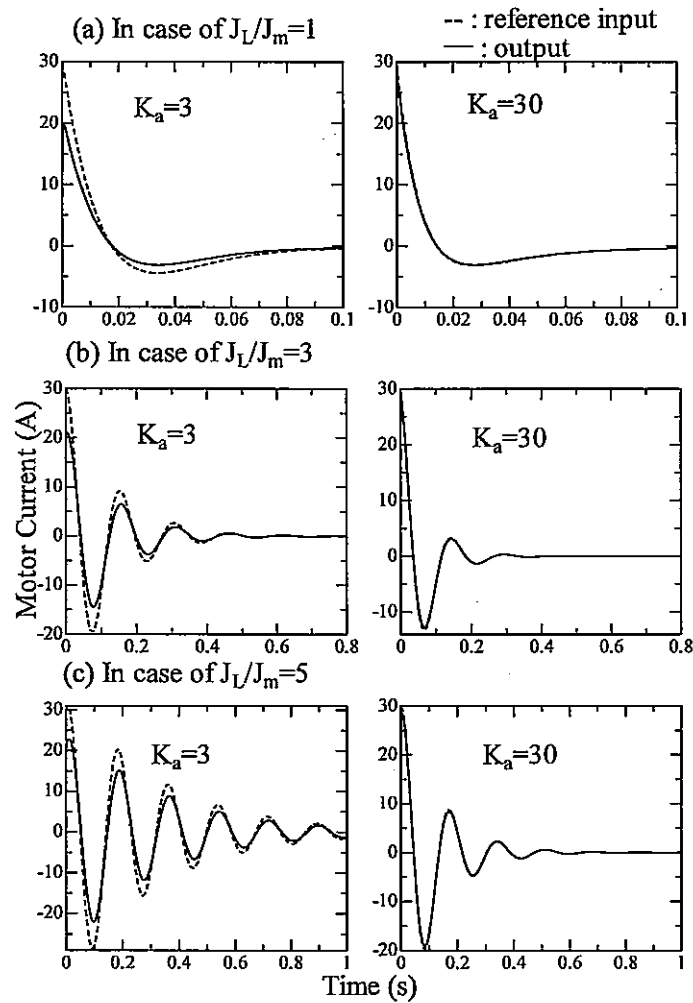


Fig.2.2: Results of simulation

ここで、 $T_{i2}T_m \ll (K_a T_{i2})/R_a$ と $T_{i2} \ll K_a/R_a$ より式(2.2)の分母と分子は同一となり、 $G(s)=1$ となる。よって、 $K_a \gg 1$ の条件を満足すると電流ループは定数化($=1$)でき無視することができることになる。よって理論的考察においても妥当性が確認できたことになる。

一般的にサーボコントローラのアンプには許容しうる大きさの制限がある。その大きさは一般にモータ定格電流の“3倍程度”であるといわれている。その許容電流値以上の電流がモータに流入すると(飽和状態という)その際の動的特性は非線形となり、系の応答解析が非常に困難となる。そのため、飽和状態になるべくならない

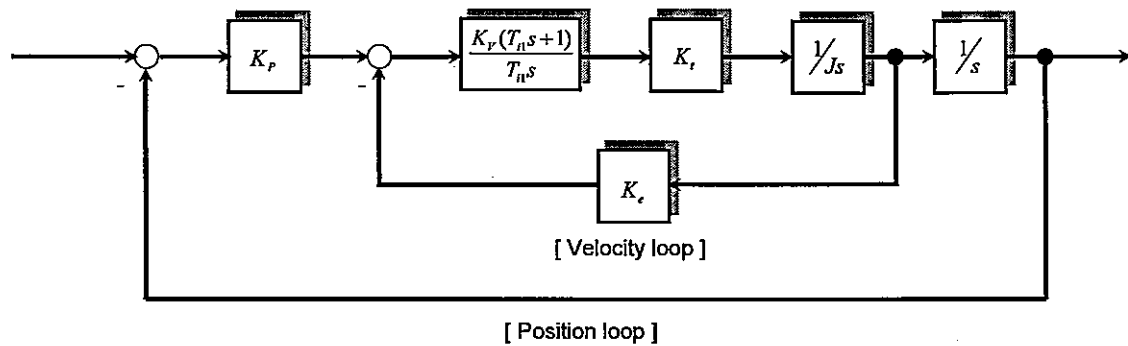


Fig.2.3: Block diagram of mechatro servo system in case of the continuous control system

ように未然に使用方法を注意しなければならないことが輪郭制御においては特に重要である。この理由は3章でさらに詳細に述べる。

以上までの考察を踏まえると連続系の場合におけるメカトロサーボ系のブロック線図は図2.3のように示されることになる。

連続系の場合におけるメカトロサーボ系を考察する場合は、図2.3のブロック線図を使用するとよい。3章においても詳細にブロック線図構成の議論を行う。

2.2 離散系におけるメカトロサーボ系モデルの考察

メカトロサーボ系は、1980年代後半以降ハードウェアサーボシステムからソフトウェアサーボシステムへと移行し始め、1990年代前半にはほとんどがソフトウェアサーボシステムに移行した。ソフトウェアサーボに移行したことで、マイコンがサーボコントローラ内部に内蔵され、

1. 同一のハードウェア回路構成で制御方法をソフトによるプログラミングで変更可能となった。
2. メカニズムの異常挙動をプログラミングにより補正し改善することができる。
3. 検出器のノイズ補償や電力増幅器の異常特性を補正しサーボ性能を向上できる。
4. サーボの諸定数を数値として管理・変更ができる。

以上のようなメリットがあるが[14]、次のようなデメリットも存在することに注意しておかなくてはならない[14]。

1. 制御アルゴリズムのための演算時間を無視することができない。
2. サーボ系をサンプル値制御系として考察しなければならない。

図2.4にソフトウェアサーボシステムの概略構成図を示す[14]。

図2.4から、ソフトウェアサーボシステムの一連の作業は、

1. 通信を用いモータ位置検出器信号を読み取り、A/D変換を行う。これはフィードバック信号となる。またA/D変換を行いマイコンに取り込むためフィードバック信号は1サンプリング前のデータとなることに注意しなければならない。
2. そのフィードバック信号と目標入力との差分を取り、制御器における数値演算を介しD/A変換を行い、パワー部に入力する。この動作を決められたサンプリング時間間隔においてマイコンにて行われる。

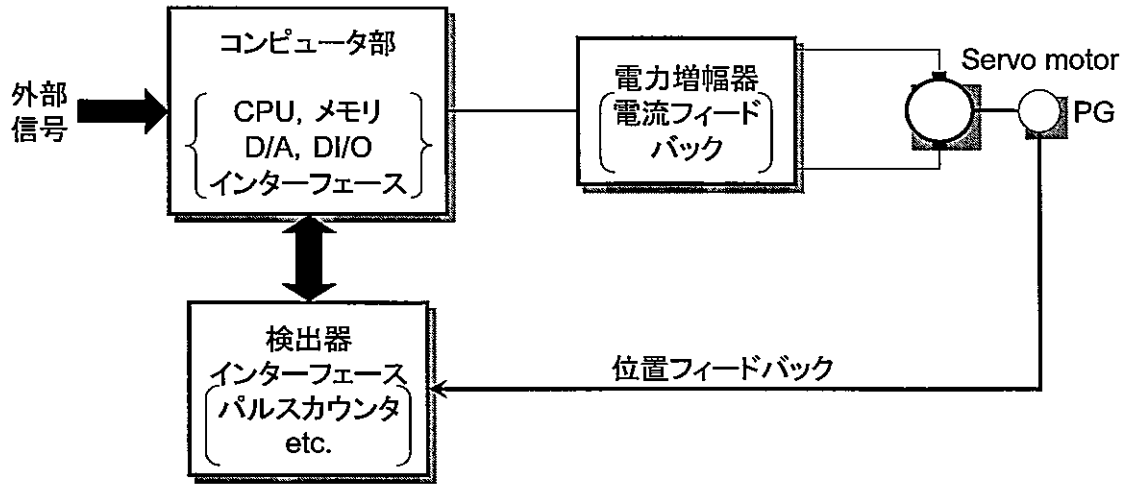


Fig.2.4: Structure figure of software servo system

となる。上記一連の動作は各ループ (位置・速度・電流) でそれぞれ行われることになる。よってソフトウェアサーボシステムを考察する場合は、上記のような零次ホールドと数値演算や通信等による遅れを考慮しなければならないことになる [15]。最近では、速度ループのサンプリングレートが数百 μs と高速化が進められているため [8]、演算や通信速度にかかる時間等が無視できないことになる。ソフトウェアサーボシステムの解析を行う場合、以前はフィードバック信号のデータを1サンプリング前で考察しても問題が無いことが知られていたが、今後はそれを2, 3サンプリング前のデータを用いないと実際の結果と合わないという問題が生じると予想される。この問題は、今後のメカトロサーボ系における課題であると思っている。今までの考察を基にしたソフトウェアサーボのブロック線図を図2.5に示す。

図2.5はメカトロサーボ系を1次系として考察した場合であり、ここで e^{-Ls} はサーボシステムのむだ時間をブロック線図で表現したものであり、 $L(s)$ はサーボシステムに存在する総遅れ時間を表している。このブロック線図を考慮すれば実際のソフトウェアサーボを模擬したことになる。このブロック線図は第4章にて使用する。さらに4章においてもブロック線図の構成について再度議論する。

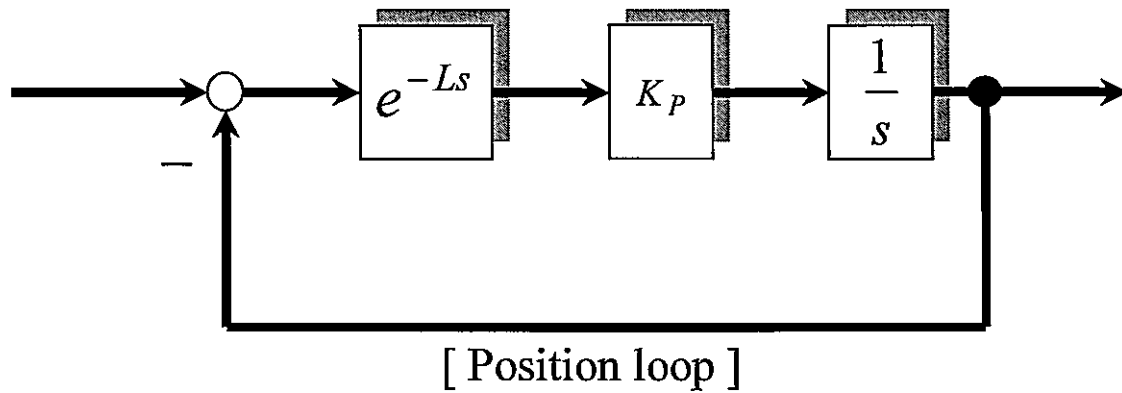


Fig.2.5: Block diagram of software servo system

2.3 まとめ

本章では、メカトロサーボ系を連続制御系の場合と離散制御系の場合の2種類において、そのブロック線図をどのように考えればよいかを示した。現状までは制御系によってその考察方法を厳密に分離していなかったが、本論文にてその違いを示したことにより今後は制御系の違いにより厳密な考察が可能となる。

第 3 章

メカトロサーボ系構成におけるドライ ブシステム選定法

前章では、メカトロサーボ系を制御方法によりそのモデリングの違いを示した。本章では、その求めたモデリングを用い、メカを駆動するサーボモータの選定方法を新しく提案する。具体的にはモータのピークトルクに着目し線形動作範囲を明確にすることおよび制御定数の導出方法を明確に示していることである。この提案法を用いることで、線形動作範囲をあらかじめ予測することができるので、問題が生じた場合に行っていた試行錯誤的な解決手法を開発中に行う必要がなくなり、開発に要する時間を大幅に激減することが期待される。

3.1 まえがき

近年、工作機械やロボット等のメーカでは、作業速度の高速化を進めており、さらに仕上がり精度に関してもサブミクロンという高精度を要求している [10]。このような高速高精度な輪郭制御を必要とする駆動システムのためのモータとサーボコントローラの選定を、既存のモータ選定手順 [16, 17, 18, 19, 20] により選定を行った場合、サーボシステムとして評価する段階、いわゆるサーボコントローラ調整段階においては、開発目標とする制御性能が実現できないという問題が産業界においてたびたび生じている。それは、我が国で広くサーボ系設計において用いられているモータ選定手順において、モータの「最大トルク」およびモータの「平均トルク」等の静的特性の検討のみで動的特性に対する考慮がほとんどなされていないためであり、サーボシステム全体としての「制御性能」の観点が欠けているためと思われる。

よって今後、高速高精度なサーボシステムを開発する場合には、上記選定手順では不十分であるといえる。

従来は、高速・高精度輪郭制御が必要なサーボシステムを構築する場合は、試行錯誤を重ね、技術者の経験による判断に頼らざるを得ない状況にあった[21]。最近では、開発以前にシミュレーションを何度も行い、実機との比較を行ったりしている。本章では、高速・高精度な輪郭制御が必要なサーボシステムを構築する場合に、サーボシステム全体の制御性能までを考慮した新しいドライブシステム選定法を提案する。ドライブシステムの選定では、本来モータとサーボコントローラの両方を選定すべきであるが、現状で市販されているサーボモータは、特定のサーボコントローラが対応している。したがってドライブシステム選定は、サーボコントローラを含めたサーボモータの選定を意味している。本選定法を用いることにより、モータ選定のみならずあらかじめサーボシステムの制御性能を推測することが可能となるため、上記の試行錯誤の回数が激減することが期待される。さらに本研究では、特にモータのピークトルクに着目しているため、本選定法は、AC、DC サーボモータのいずれの場合の選定においても適用可能である。

本章の構成は次のようになっている。3.2 節ではサーボモータメーカー等で推奨されている選定法について説明し、既存の選定法の問題点を述べる。3.3 節では、現状のメカトロサーボ系のモデルおよび制御定数の在り方についての説明を行う。3.4 節では提案する選定法に使用するピークトルクを導出し、新しいドライブシステムの選定法について説明を行う。3.5 節では実際の選定例を示し、その選定法の有効性を実験により確認する。3.6 節ではまとめを行っている。

3.2 モータ選定の現状と問題点

サーボモータのメーカー等で、現在利用されているサーボモータ選定フローを図3.1に示す [16, 17, 18, 19, 20].

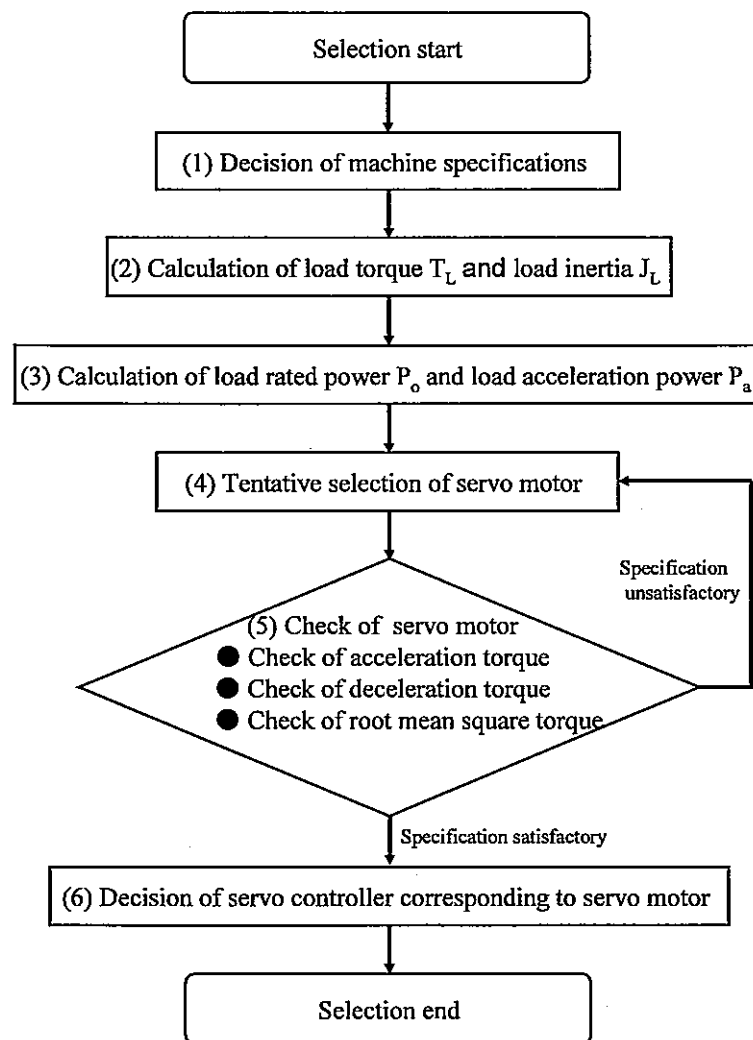


Fig.3.1: Flowchart of present servo motor selection

図3.1に示すサーボモータ選定フローを具体的に説明する。

1. 機械開発目標の仕様を基に、高速位置決め動作のための速度線図を作成する。
機械の定格速度 V_L 、加減速値、加減速時間の決定を行う。
2. 機械構成仕様より、駆動に必要な負荷トルク T_L および負荷イナーシャ値 J_L を算出する。
3. 項目(1)、(2)の結果より、負荷の走行パワー P_o および加速パワー P_a を算出する。
4. 項目(2)、(3)の結果よりサーボモータの仮選定を行う。モータの選定条件は、下記4項目である。

- $N_L \geq V_L$
- $T_R \geq T_L$
- $(1 \sim 2) \times P_L \geq P_o + P_a$
- $J_{max} \geq J_L$

V_L :速度線図の定格速度, N_L :モータの定格速度

T_L :負荷トルク, T_R :モータの定格トルク

P_o :負荷走行パワー, P_a :加速パワー

P_L :モータの定格出力, J_L :負荷イナーシャ

J_{max} :サーボコントローラの許容負荷イナーシャ

5. 仮選定したモータに負荷を取付けた場合の加減速トルクが、モータの最大トルク以内かどうかの確認を行う。最大トルク以内に入っていなければ、もう一つ出力の大きいモータを選定する。次に、トルク実効値(この値を以降では平均トルクと呼ぶ)を計算し、その値がモータの定格トルク以内であれば選定を終了する。定格トルク以内に入っていなければ、もう一つ出力の大きいモータを選定することとなる。

6. モータが選定されると対応するコントローラも決定される。

上記(1)～(6)の選定内容では、モータの「最大トルク」と「平均トルク」の検討しか行っていないことがわかる。つまり、サーボシステムの制御性能についての検討を行っていないことが明白である。モータは明らかに線形動作範囲を考慮せずに選定されている。よって、モータ選定後、サーボシステムとして評価する段階(サーボコントローラ調整段階)において、目標とする制御性能が出せないといった不具合が生じる。

ここで、線形動作範囲を考慮せずにサーボシステムを設計した場合の不具合例を図3.2に示す。図3.2では、輪郭制御に代表される円弧切削の場合において、サーボアンプが飽和していない場合と飽和している場合(飽和値は定格電流の3倍相当を考慮)の応答波形を示している。図3.2からもわかるように、サーボアンプが飽和している場合、応答波形が歪み、目標とする制御性能が出せていない。これは、サーボモータの選定段階で線形動作範囲を明確にしていなかったために生じる問題である。よって選定段階で線形動作範囲を明確にすることは輪郭制御を行う際に非常に重要なことであることがわかる。

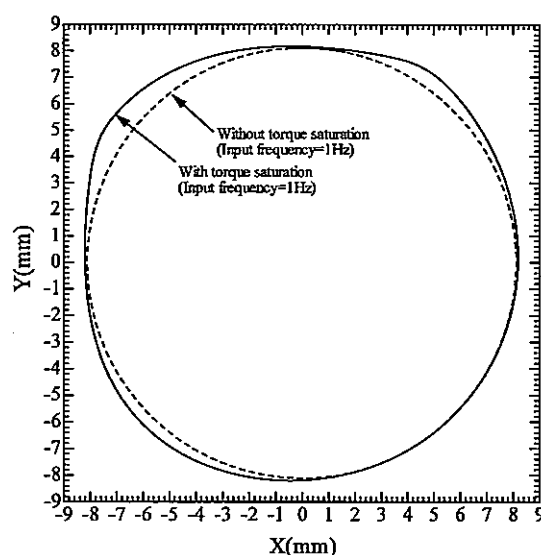


Fig.3.2: Example of case without consideration of linear motion region

3.3 メカトロサーボ系モデル

ドライブシステムの選定のためには、メカを含むメカトロサーボ系の特性を明確にしておくことが必要である。本節では、現在、工作機械およびロボット等において広く使用されているメカトロサーボ系のモデルを定義し、その動作特性を明確にする。

3.3.1 メカトロサーボ系のモデルの構成

多慣性系であるメカトロサーボ系は、約13次の系で表されるが、通常の使用では、ほぼ4次モデルで近似される[7]。ここでの4次モデルは柔軟結合のモデルを示しているが、機構部の固有角周波数 ω_L とサーボパラメータ K_p 、 K_v が次の条件式を満たすと、柔軟結合を剛体結合と考慮しても良いことが知られている[9]。

$$K_p = 0.24\omega_L \quad K_v = 0.82\omega_L \quad (3.1)$$

さらに、機構部を含むサーボシステムのモデル化を適切に選択することにより高々2次モデルとみなされ、その位置および速度応答は、非常に正確に近似されることが知られている[9]。しかし、本研究で取り扱う始動(停止)時直後に現れるピークトルクに着目すると2次モデルと実機の応答の間には明らかな差異が見られる[22]。この部分をより正確に表現するためには、積分要素を速度ループの中に考慮すれば十分であることがわかった[22]。この速度ループの積分要素を考慮したメカトロサーボ系のブロック線図を図3.3に示す[22]。したがって、メカトロサーボ系は、ピークトルクに着目すると、全体として3次の制御系で構成されることがわかる。本研究では、メカトロサーボ系における外乱を考慮するため、制御系はフィードバック制御方式とし、モデル追従制御やオブザーバ等の制御系の装備は考慮しない。

図3.3のブロック線図の伝達関数は、式(3.2)のように表される。

$$G(s) = \frac{2\zeta\omega_n K_p s + K_p \omega_n^2}{s^3 + 2\zeta\omega_n s^2 + (2\zeta\omega_n K_p + \omega_n^2)s + K_p \omega_n^2} \quad (3.2)$$

$$\zeta = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_v K_t K_e T_I}{J}} \quad \omega_n = \sqrt{\frac{K_v K_t K_e}{J T_I}} \quad (3.3)$$

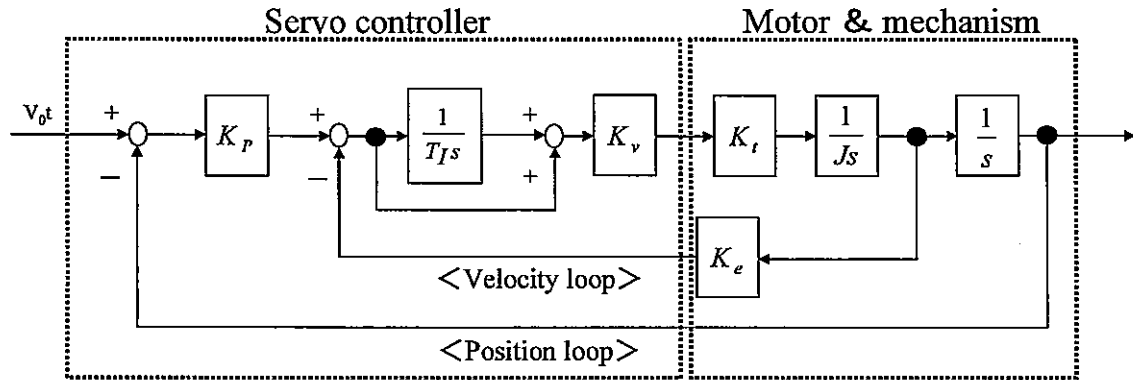


Fig.3.3: Block diagram of mechatronic servo system with PI velocity loop

ここで、 ζ は速度ループの減衰係数、 $\omega_n(\text{rad/s})$ は速度ループの固有角周波数、 $K_p(\text{s}^{-1})$ は位置ループの比例ゲイン、 $K_v(\text{As/rad})$ は速度ループの比例定数、 $T_I(\text{s})$ は速度ループの積分時間、 $J(\text{kgm}^2)$ はモータと負荷との合計イナーシャ値、 $K_t(\text{Nm/A})$ はトルク定数、 $K_e(1)$ は誘起電圧定数を表している。また、式(3.2)においては特性方程式が3次式にもかかわらず ζ が存在している。これは特性方程式の根が K_p, ζ, ω_n の3つの定数とどのような関係になっているかを調べるためである。実際の3次系においては、 ζ は存在しないので考察は注意する必要がある。

3.3.2 メカトロサーボ系に要求される特性

メカトロサーボ系は、図3.3のブロック線図で構成される。サーボシステム設計の際に各制御定数をどのように与えるかにより、応答特性が変わってくる。ここでは、特性方程式の望ましい根の配置を明確にする。

式(3.2)の取り扱いを簡単化するために $\omega_n=1$ とすると式(3.4)となる。

$$G(s) = \frac{2\zeta K_p s + K_p}{s^3 + 2\zeta s^2 + (2\zeta K_p + 1)s + K_p} \quad (3.4)$$

式(3.4)における特性方程式の根の配置を知るために、 $\zeta=0.9\sim 1.2$ 、 $\omega_n/K_p=4\sim 8$ と変化させた場合の根を求めた結果を表3.1に示す。ここで、表3.1の灰色の部分は、式(3.4)の特性方程式の根が複素根を伴う場合を示し、白色の部分は3実根の場合を表している。

Table 3.1: Roots of the denominator for various ζ and K_p

ω_n/K_p		4 ($K_p=0.25$)	6 ($K_p=0.166$)	8 ($K_p=0.125$)
ζ				
0.9	α	-0.229	-0.161	-0.123
	β	-0.785-j0.688	-0.82-j0.604	-0.839-j0.562
	γ	-0.785+j0.688	-0.82+j0.604	-0.89+j0.562
1.0	α	-0.228	-0.161	-0.123
	β	-0.886-j0.558	-0.92-j0.438	-0.939-j0.372
	γ	-0.886+j0.558	-0.92+j0.438	-0.939+j0.372
1.1	α	-0.227	-0.16	-0.122
	β	-0.987-j0.359	-1.04	-1.28
	γ	-0.987+j0.359	-1.00	-0.797
1.2	α	-0.225	-0.16	-0.122
	β	-1.36	-1.58	-1.66
	γ	-0.819	-0.659	-0.614

メカトロサーボ系においては、輪郭制御を行う場合、位置・速度・トルク(電流)波形がオーバーシュートすることは、非常に好ましくない。よって特性方程式の根がどのような条件にあるのがよいかを知るために、複素根を伴った場合および3実根の場合の両者についてそれぞれシミュレーションを行い、位置・速度・電流波形がどのようなになるかを検討した。その結果を図3.4に示す。シミュレーションでは、複素根の場合、速度ループの減衰係数 $\zeta=0.9$ 、 $\omega_n/K_p=4$ とし、3実根の場合、速度

ループの減衰係数 $\zeta=1.2$, $\omega_n/K_p=8$ としている。

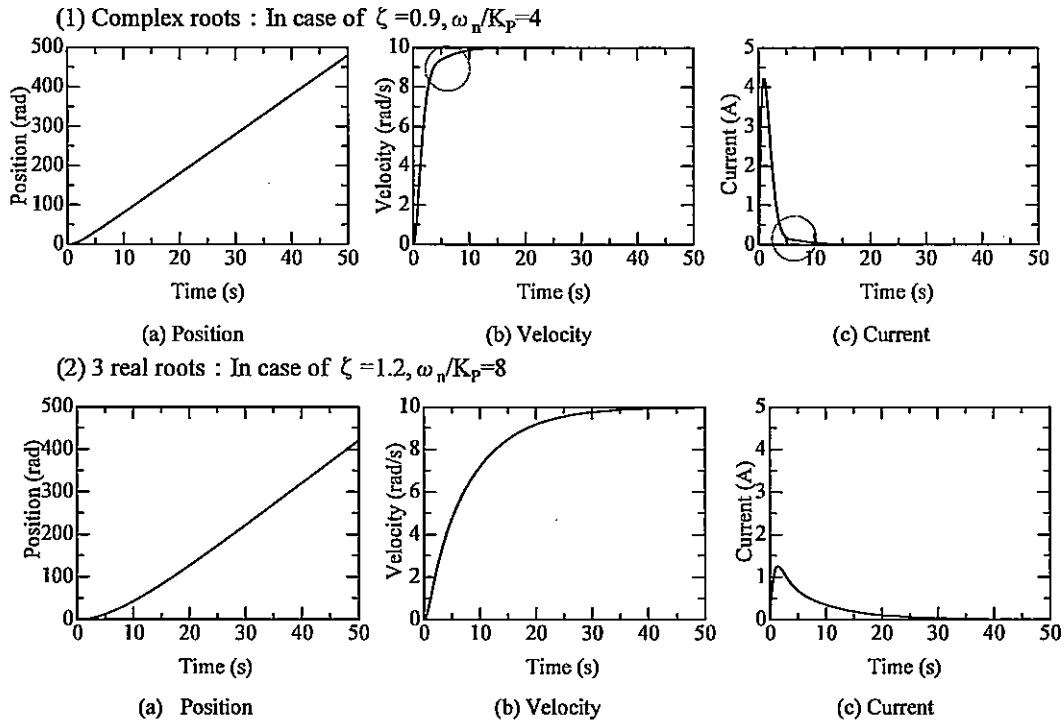


Fig.3.4: Variation of response features based on the difference of roots of denominator

図 3.4 より、位置波形においては、複素根の場合と 3 実根の場合の両者において顕著な違いは見られないが、速度・電流波形においては、3 実根の波形の方が滑らかであることがわかる。また電流のピーク値は、複素根の場合の方が大きいことがわかる。複素根を伴う場合の速度・電流波形は、オーバーシュートはしないものの、波形歪みが生じているのが一見してわかる(図中の○部分)。そこで、どの程度の波形歪みが生じているのかを知るために、歪みエネルギーを表す式(3.5)[23]を用いて歪量を定量的に評価する。

$$E[y(t)] = \sum_{i=1}^{n-1} \int_{t_i}^{t_{i+1}} \frac{(\ddot{y}(t))^2}{[1 + (\dot{y}(t))^2]^{\frac{5}{2}}} dt \quad (3.5)$$

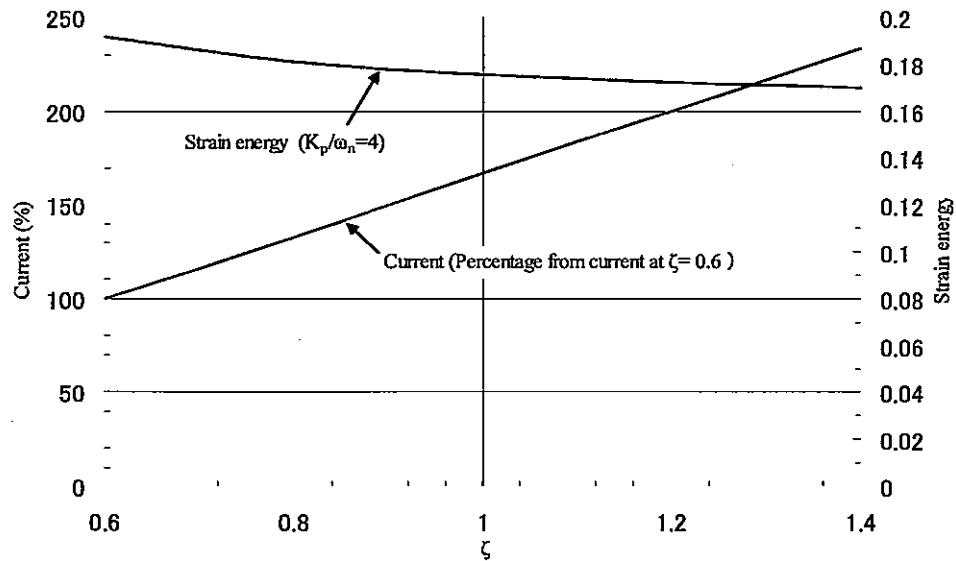
ここで $y(t)$ は、ある時間 t における位置応答の瞬時値を示している。3 次のスプライン関数では、式(3.5)の歪みエネルギーを最小とする曲線を生成する。式(3.5)の値が小さいほど、描かれた曲線は歪みエネルギーが小となり、滑らかであると考えられ

る。特性方程式の根の場合と同様に、速度ループの減衰係数 $\zeta = 0.6 \sim 1.4$, $\omega_n/K_p = 4 \sim 8$ と変化させた場合の歪みエネルギーを求めた結果を表3.2に示す。表3.2より、速度ループの減衰係数 ζ が大きくなればなるほど、歪みエネルギーは小さくなっていることがわかる。これは、特性方程式の根が複素根を伴う場合よりも、3実根の場合の方が、歪量が少なく応答波形が滑らかであることを示しているといえる。しかし、速度ループの減衰係数 ζ を1.0以上にしても歪みエネルギーの大きさがあまり変化しないこともわかる。

ここで、仮にモータを特定した場合、速度ループの減衰係数 ζ のみを大きくすると、式(3.3)より、速度ループの比例定数 K_v が大きくなることになり、モータ電流が過大に流れることにつながる。モータ電流は、パワーアンプの容量に影響を与え、コストアップにつながる。そこで、速度ループの減衰係数 ζ と歪みエネルギーおよび電流の関係を示した図を図3.5に示す。図3.5に示す電流は、速度ループの減衰係数 ζ をそれぞれ0.6~1.4に変化させ[24]、速度ループにステップ入力を加えた場合を示しており、速度ループの減衰係数 $\zeta=0.6$ の場合の電流値を100%としている。ここで、速度ループの減衰係数 $\zeta=0.6$ の場合の電流が既にモータに流入されていた場合には、サーボコントローラのパワーアンプピーク値は、定格値の300%あるため、残りの200%以内に電流値を抑える必要が出てくる。

Table 3.2: Strain energy when changing ζ and K_p

$\zeta \backslash \omega_n / K_p$	4 ($K_p=0.25$)	6 ($K_p=0.166$)	8 ($K_p=0.125$)
0.6	0.1915	0.1213	0.0884
0.8	0.1811	0.1169	0.086
1.0	0.1755	0.1144	0.0846
1.2	0.1721	0.1128	0.0837
1.4	0.1698	0.1117	0.0831

Fig.3.5: Characteristics of ζ and strain energy and power amplifier's current

次に速度ループの減衰係数 ζ の決定において電流ループの特性について考察する。電流ループを考慮したメカトロサーボ系は図3.6のように表される。図3.6中の $K'_v(s^{-1})$ は速度ループの比例ゲインを表し、 $K_a(s^{-1})$ は電流ループの比例ゲインを表している。図3.6の伝達関数は、式(3.6)のように表される。

$$G(s) = \frac{K_a K'_v}{s^2 + K_a s + K_a K'_v} \quad (3.6)$$

$$\zeta_a = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{K_a}{K'_v}} \quad \omega_{na} = \sqrt{K_a K'_v} \quad (3.7)$$

式(3.7)の減衰係数 $\zeta_a=1.2$ にするためには、 $K'_v=1$ とすると、 $K_a=5.76$ としなければならないことがわかる。ここで2次の制御系にステップ入力を加えた場合に応答波形がオーバーシュートを生じないようにするためには、 $K_a \geq 4K'_v$ の関係が成立していなくてはならない。しかしこの条件は臨界制動であり、かつループ定数の想定がくるった場合、ループ定数の調整がきかなくなる恐れがある。よって、実際は $K_a \geq 5K'_v$ にした方が理想的である。さらに $K_a \geq 5K'_v$ ($\zeta_a=1.2$ に相当する)の場合には、特性方程式の2つの実根の値が大きく異なり、1つの根が無視できることになり、速度ループが簡略化できることにもつながる。以上の考察より速度ループの減衰係数 ζ は1.2程度にした方がよいことがわかる。また実際の現場でも速度ループの減衰係数を1.2程度に調整しているといわれている。

以上より、特性方程式の係数は、速度ループの減衰係数 ζ を1.2とし、固有角周波数 $\omega_n(\text{rad/s})$ は、3実根となるように、 $\omega_n/K_p=4$ と決定すればよい。

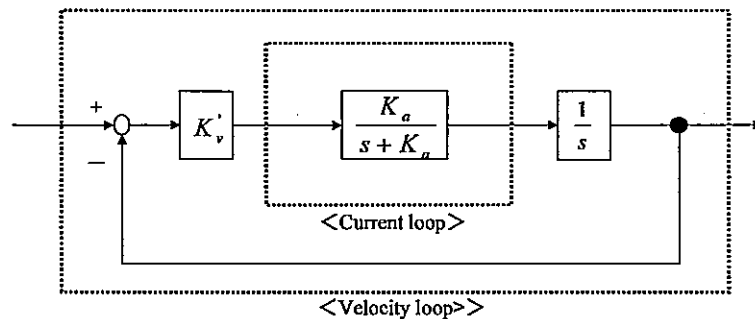


Fig.3.6: Block diagram of mechatronic servo drive system considering current loop

3.4 ドライブシステム選定法

3.4.1 ピークトルク式の導出

サーボモータのコントローラは、許容しうる最大トルクが規定されている。通常は、定格トルクの約3倍程度である。また、加減速運転時に、このトルク制限に達すると、制御系は非線形動作となる。輪郭制御時に制御対象軸が微小な時間でも非線形動作すると軌跡誤差を生じる。したがって工作機械およびロボット等で切削作業・のり塗布作業・アーク溶接作業等の輪郭制御時には、各軸が全てトルク制限に達さない線形範囲で動作しなければならない。

構成した制御系が線形範囲で動作しているか否かは、系の動作中の状態量、および操作量が制限以内に入っているか否かにより容易に判断できる。メカトロサーボ系において線形動作範囲で応答しているか否かに最も影響を与えているのは、制御系の操作量となっているモータトルクである。

また、工作機械やロボット等のメカトロサーボ系の輪郭制御では、通常サーボコントローラへの入力としては、ランプ入力が用いられている[25]。そこで、ランプ入力 $V_0 t$ (rad) が加わった場合の加減速運転時のトルク応答を式(3.2)より求める。ここで、伝達関数の特性方程式の根が、3実根 (α, β, γ) とすると、トルク応答は式(3.8)のようになる[26]。

$$T(t) = JV_0(Ae^{-\alpha t} + Be^{-\beta t} + Ce^{-\gamma t}) \quad (3.8)$$

$$A = \frac{K_p \omega_n^2 - 2\zeta \omega_n \alpha K_p}{(\beta - \alpha)(\gamma - \alpha)}$$

$$B = \frac{K_p \omega_n^2 - 2\zeta \omega_n \beta K_p}{(\alpha - \beta)(\gamma - \beta)}$$

$$C = \frac{K_p \omega_n^2 - 2\zeta \omega_n \gamma K_p}{(\alpha - \gamma)(\beta - \gamma)}$$

式(3.8)よりピークトルクは、式(3.9)のように表される。

$$T_p = JV_0(Ae^{-\alpha t_p} + Be^{-\beta t_p} + Ce^{-\gamma t_p}) \quad (3.9)$$

式(3.9)の t_p は、トルクがピークとなる時間を表している。ピーク時間 t_p は、ニュートンラプソン法[27]を用いて求める。また、式(3.8)では、入力を一定のランプ入力のみで考えているが、輪郭制御時にしばしば用いられている加減速曲線入力においては、通常より傾斜が小さいランプ入力を徐々に加えていくことになるため、全体を最大の V_0 と考慮しておけばこれらの加減速曲線入力時にはより小さなピークトルクとなる。よって一定のランプ入力でピークトルクを考察しておけば十分である。

3.4.2 ドライブシステム選定法の提案

今までの検討をもとに、ドライブシステムの選定法を提案する。本選定法のフローを図3.7に示す。本選定法が有効な産業界における適用範囲は、切削および旋削等の機械加工、アーク溶接・レーザーカッティング・のり塗布作業等の輪郭制御に使用されるサーボシステムである。高速位置決め制御のみを対象とする装置に使用されるサーボシステムには、従来のモータ選定手順を使用しても問題ない。これは、もともと位置決め装置に使用されるサーボシステムではサーボアンプを飽和させて使用するためである。

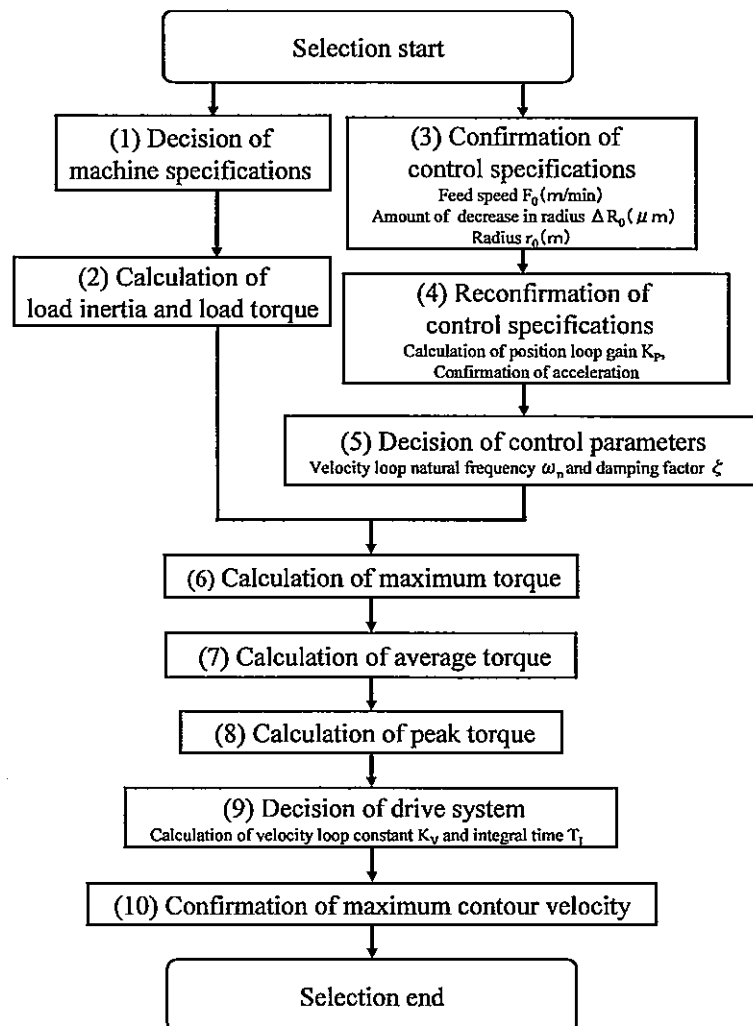


Fig.3.7: Flowchart of the new selection method for mechatronic servo drive system considering control performance

以下に図 3.7 に示した選定法を具体的に説明する。

1. 機械構成仕様決定

設計された機械構成を確認し、開発目標とする速度線図を決定する。

2. 負荷イナーシャ・負荷トルクの算出

機械構成仕様から負荷の合計イナーシャ値を計算する。さらに、駆動するために必要な負荷トルクも計算する(負荷イナーシャと負荷トルクの導出は文献(17)参照)。

負荷イナーシャ値より、選定可能と思われるモータ群を選定する。ここでモータ群は、サーボモータメーカー等である特徴をもとに分類されているものであり、分類されているモータのイナーシャ値と負荷イナーシャ値の比が妥当なものを選定する必要がある。妥当な値とは、 $1 \leq (J_L/J_M) \leq 5$ の場合であり、それ以上に関しては、シミュレーションを行う等、別途詳細検討が必要である。以上の2項目は従来の選定方法を踏襲している。

3. 制御仕様の確認

開発目標である、送り速度 $F_0(\text{m/min})$ 、許容半径減少量 $\Delta R_0(\mu\text{m})$ 、描く半径 $r_0(\text{m})$ を明確にする。さらに機構部の固有角周波数 $\omega_L(\text{rad/s})$ も明確にする。

4. 制御仕様の再確認

前項の定数をもとに、半径減少の近似式により K_p を式(3.10)で決定する[28]。ここで、式(3.10)で計算した値が機構部の固有角周波数を考慮した式(3.1)の結果を満足していればその計算値を使用してもよいが、満足していない場合は式(3.1)の計算値を使用しなければならない。

$$K_p = F_0 \sqrt{1/(2\Delta R_0 r_0)} \quad (3.10)$$

このとき F_0/r_0 は、この K_p より十分小さいことが重要である。さらに、速度線図の加速度 $\alpha_L(\text{rad/s}^2)$ が円動作を行う場合の加速度 $\alpha_M(\text{rad/s}^2)$ より大きく

なければならない。ここで、 α_L, α_M は次式で与えられる。

$$\alpha_L = 2\pi N_L / 60 t_a \quad \alpha_M = F_0^2 / r_0 \quad (3.11)$$

加速度が上記条件を満足できていない場合は、制御仕様を見直す必要がある。ここで、 $N_L(\text{min}^{-1})$ は速度線図の定格速度を示し、 $t_a(\text{s})$ は、速度線図の加(減)速時間を示している。

5. 制御パラメータの決定

速度ループの減衰係数 ζ は、前節の考察より1.2とし、速度ループの固有角周波数は、 $\omega_n = 4K_p(\text{rad/s})$ とする。

6. 最大トルクの算出

選定したモータ群の容量ごとの最大トルクのカタログ値と負荷を結合した場合の速度線図を満たす加減速しなければならないトルクとの比較を行う。計算による加速トルク値が、カタログの最大トルク以下でなければならない(最大トルクの算出は、文献(17)参照)。

7. 平均トルクの算出

選定したモータ群の容量ごとの定格トルクのカタログ値と負荷を結合したモータおよび速度線図の応答を満足する平均トルクとの比較を行う。計算による平均トルクがカタログの定格トルク以下でなければならない(平均トルクの算出は、文献(17)参照)。

8. ピークトルクの算出

選定したモータ群の容量ごとのサーボコントローラの許容最大トルクをカタログより確認する。次に、式(3.9)よりピークトルク(T_p)を計算する。ここで、負荷およびモータの摩擦トルクがわかっている場合は、計算値に加える必要がある。一般的に、工作機械等では、定格トルクの1~2割程度が摩擦トルクに相当するということが知られている。サーボシステムを線形動作させるには、ピークトルクを許容最大トルク以下で使用しなければならない。

9. ドライブシステムの確定

選定されたモータ群のうち，項目(6)(7)(8)のすべてを満たす，最も容量が小さいモータを選定する．

以上の手順を踏むことにより，最適なドライブシステムが選定される．ここで制御パラメータである速度ループの比例定数 K_v (As/rad) および速度ループの積分時間 T_I (s) は次式で計算される．

$$K_v = 2\zeta\omega_n J / K_t K_e \quad T_I = 2\zeta / \omega_n \quad (3.12)$$

また，ピークトルクに十分余裕がある場合には，以下の計算を行うと実際に使用可能な動作条件が明確になる．

10. 最大輪郭制御速度 (ランプ入力) の確認

選定されたドライブシステムを使用した場合における，線形動作可能な最大輪郭制御速度 V_{max} (m/min) (ランプ入力) を次式より算出する．

$$V_{max} = F_0 (T_{max} / T_p) \quad (3.13)$$

ここで， T_{max} (Nm) は，サーボコントローラの許容最大トルク値 (カタログ値)， T_p (Nm) は計算によるピークトルク値， F_0 (m/min) は，制御仕様の送り速度を示している．

提案するドライブシステム選定法と従来の選定手順 (図 3.1 参照) との明確な違いは大きく 2 つあり，1 つ目は項目 (3)～(5) および (9) に示すように制御仕様および制御パラメータ (K_p , K_v , T_I) の決定法を明確にしたことであり，2 つ目は項目 (8), (10) に示すようにモータのピークトルク値を導出し，式 (3.13) により線形動作範囲を明確にし，設計指針を与えていることである．2 つの違いからも明確なように本選定法は，制御性能の観点を従来法にうまく取り入れることにより構成していることがわかる．

3.5 ドライブシステム選定法の妥当性

3.5.1 選定例

前節で提案したドライブシステム選定法の妥当性を検証するために、図3.8に示す機械構成仕様を満足させるドライブシステムを選定する。機械構成は、モータにカップリングを介してボールネジに直接接続した場合とする。さらに、制御仕様はあらかじめ与えられているものとする。

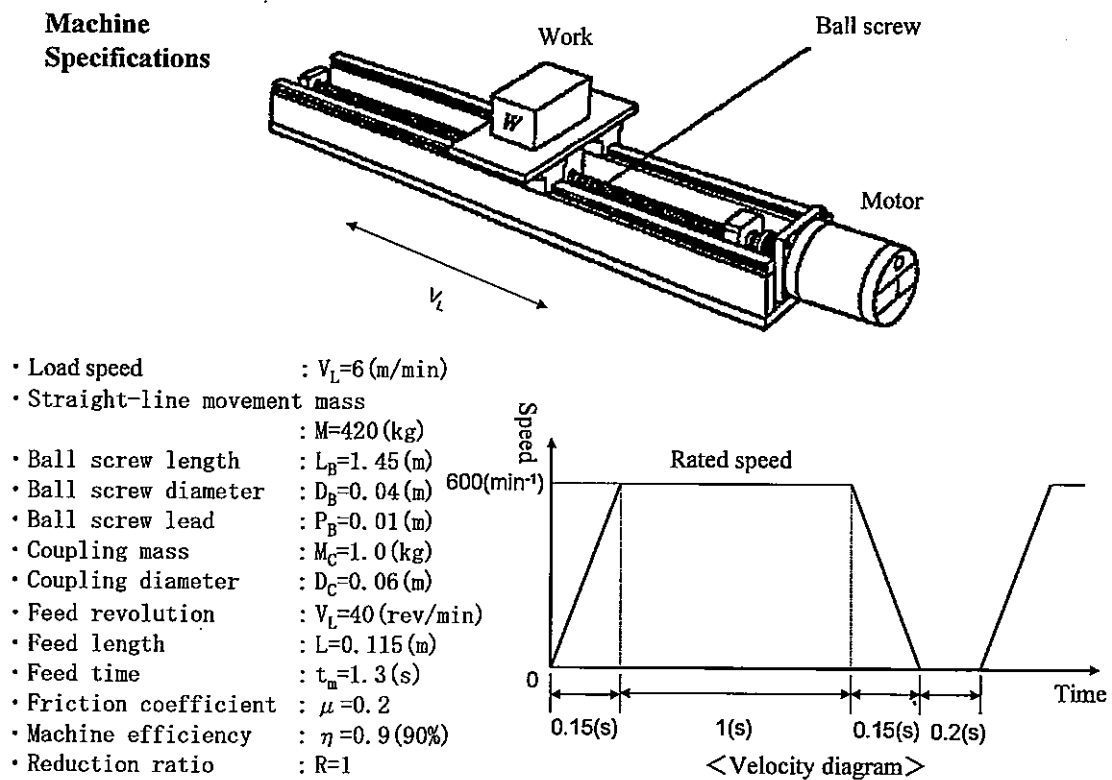


Fig.3.8: Specification of mechanical structure

1. 機械構成仕様決定

ボールネジシステムの負荷速度・送り回数・送り長さより，速度線図は図 3.8 のように定格速度を 600min^{-1} とし，加減速時間 0.15s の送り時間 1.3s の台形波パターンとなる。

2. 負荷イナーシャ・負荷トルクの算出

カップリングの質量・外径，ボールネジの質量・外径，負荷質量より，負荷イナーシャ値は，約 43.8kgcm^2 となる。なお，負荷質量・摩擦係数・ボールネジリード・機械効率・減速比より，負荷トルクは 1.46Nm 必要となる。

負荷イナーシャの大きさより，UGCMED カップモータシリーズ [29] (安川電機製) のサーボモータ群が選定される。

3. 制御仕様の確認

制御仕様は，送り速度 $F_0=1.0\text{m/min}$ ，半径減少量 $\Delta R_0=30\mu\text{m}$ ，描く半径 $r_0=12\text{mm}$ とする。

4. 制御仕様の再確認

制御仕様より式 (3.10) を用い， $K_p=20\text{s}^{-1}$ となる。また速度線図および制御仕様より，それぞれに必要な加速度を計算する。速度線図より， $\alpha_L=418.9\text{rad/s}^2$ ， $\alpha_M=23.15\text{rad/s}^2$ となり， $\alpha_L \geq \alpha_M$ となり加速度については，問題ないことが確認できる。

5. 制御パラメータの決定

速度ループの減衰係数は $\zeta=1.2$ ，固有角周波数 $\omega_n=80\text{rad/s}$ となる。

6. 最大トルクの算出

対象群モータの容量毎の最大トルクのカタログ値と負荷を取り付けた場合の最大トルクとの比較を行う。この結果選定されるモータは， $0.2\sim 7.5\text{kW}$ すべてのモータが選定可能となる。計算結果を表 3.3 に示す。

7. 平均トルクの算出

対象群モータの容量毎の定格トルクのカatalog値と図3.8の速度線図で運転させた場合の計算による平均トルクとの比較を行う。この結果選定されるモータは、0.2~7.5kWすべてのモータが選定可能となる。計算結果を表3.3に示す。

8. ピークトルクの算出

対象群モータに対応するサーボコントローラのピーク電流値より、モータが出力可能な許容最大トルクを計算する。次に式(3.9)によって導出されるピークトルクと許容最大トルクとの比較を行う。ピークトルクの計算では、摩擦トルクを加えた値を示している。この結果選定されるモータは、0.2~7.5kWすべてのモータが選定可能となる。計算結果を表3.3に示す。

9. ドライブシステムの確定

項目(6)(7)(8)において選定可能なモータ群より、選択されるモータは、0.2kWのDCサーボモータとなる。選択されたモータの定数を表3.4に示す。なお、式(3.12)より速度ループの比例定数 $K_v=15\text{As/rad}$ 、速度ループの積分時間 $T_I=0.03\text{s}$ と決定される。

10. 最大輪郭制御速度(ランプ入力)の確認

最大輪郭制御速度は、式(3.13)より 2.5m/min となる。よって、定格負荷速度 6m/min の約 $1/2.5$ までは、トルク制限を満足するため輪郭制御可能となる。

Table 3.3: Results of calculation

Type	Capacity	Maximum torque		Average torque		Peak torque	
	[kW]	[Nm]		[Nm]		[Nm]	
		Catalog value	Calculation value	Catalog value	Calculation value	Catalog value	Calculation value
UGCMED-02AA1	0.2	9.6	4.23	1.9	1.84	4.0	1.6
UGCMED-04AA1	0.4	11.0	4.23	2.2	1.84	4.0	1.6
UGCMED-08AA1	0.75	20.5	5.14	4.1	2.13	13.2	2.4
UGCMED-15AA1	1.5	41.0	7.52	8.2	3.03	19.6	4.25
UGCMED-22AA1	2.2	60.3	9.66	12.1	3.91	30.5	5.95
UGCMED-37AA1	3.7	101.0	15.77	20.2	6.54	48.1	10.2
UGCMED-55AA1	5.5	90.0	33.57	30.0	14.43	63.5	19.8
UGCMFD-75AA1	7.5	90.0	33.57	40.9	14.43	79.4	22.0

Table 3.4: Selection of motor coefficients

Item	Motor constants
Rated output (kW)	0.2
Rated torque (N m)	1.91
Rated speed (min^{-1})	1000
Rated voltage (V)	43
Rated current (A)	7.3
Peak current (A)	37
Peak torque (N m)	9.6
Rotor inertia (kg cm^2)	22.4
Voltage constant (mV/min^{-1})	30.5
Torque constant (N m/A)	0.291
Electrical time constant (ms)	0.59
Mechanical time constant (ms)	34.4

3.5.2 制御仕様を厳しくした場合のドライブシステム選定例

次に、制御仕様の送り速度 $F_0=2.0\text{m/min}$ と厳しくした場合におけるドライブシステムの選定例を以下に示す。

1. 機械構成仕様決定

図3.8 と同一とする。

2. 負荷イナーシャ・負荷トルクの算出

負荷イナーシャ値は、約 43.8kgcm^2 であり、負荷トルクは 1.46Nm である。よって選定されるモータ群も同一の結果となる。

3. 制御仕様の確認

制御仕様は、送り速度 $F_0=2.0\text{m/min}$ 、半径減少量 $\Delta R_0=30\mu\text{m}$ 、描く半径 $r_0=12\text{mm}$ とする。前節の選定例よりも送り速度が速い場合の例である。

4. 制御仕様の再確認

制御仕様より式(3.10)を用いると $K_p=40\text{s}^{-1}$ となる。また速度線図および制御仕様より、それぞれに必要な加速度を計算する。速度線図より、 $\alpha_L=418.9\text{rad/s}^2$ 、 $\alpha_M=92.6\text{rad/s}^2$ となり、 $\alpha_L \geq \alpha_M$ となり加速度については、問題ないことが確認できる。

5. 制御パラメータの決定

3.3節の考察より、速度ループの減衰係数は $\zeta=1.2$ 、固有角周波数 $\omega_n=160\text{rad/s}$ となる。

6. 最大トルクの算出

3.5.1 節の結果と全く同一となり $0.2\sim 7.5\text{kW}$ すべてのモータが選定可能となる。計算結果は表3.3を参照のこと。

7. 平均トルクの算出

3.5.1 節の結果と全く同一となり $0.2\sim 7.5\text{kW}$ すべてのモータが選定可能となる。

8. ピークトルクの算出

式(3.9)より、ピークトルクを計算する。なお、ピークトルクの計算結果には摩擦トルクも含んでいる。この結果選定されるモータは、0.75～7.5kWの6機種となる。計算結果を表3.5に示す。

9. ドライブシステムの確定

項目(6)(7)(8)において選定可能なモータ群より、容量が最小なモータを選定する。選定されるモータは、0.75kWのDCサーボモータとなる。尚、式(3.12)より速度ループの比例定数 $K_v=7.78\text{As/rad}$ 、速度ループの積分時間 $T_I=0.015\text{s}$ と決定される。

10. 最大輪郭制御速度(ランプ入力)の確認

最大輪郭速度は、式(3.13)より、4m/minとなる。よって定格負荷速度6m/minの約1/1.5までは、非線形とならずに輪郭制御可能となる。

以上のように本提案法の特徴である動的特性(線形動作範囲)を考慮すると0.75kWのDCモータが選定されるが、既存のモータ選定手順で選定すると0.2kWのDCモータが選定されることになり、使用時に目標の制御性能が出せないといった不具合が生じるものと思われる。よって本提案を用いることにより、使用時に目標の制御性能が出せないといった不具合が激減することが予想される。

Table 3.5: Results of calculation

Type	Capacity	Peak torque	
	[kW]	[Nm]	
		Catalog value	Calculation value
UGCMED-02AA1	0.2	4.0	4.8
UGCMED-04AA1	0.4	4.0	4.8
UGCMED-08AA1	0.75	13.2	6.62
UGCMED-15AA1	1.5	19.6	11.2
UGCMED-22AA1	2.2	30.5	15.4
UGCMED-37AA1	3.7	48.1	26.6
UGCMED-55AA1	5.5	63.5	56.6
UGCMFD-75AA1	7.5	79.4	58.7

3.5.3 選定例におけるピークトルク値の実験値と計算値との比較

送り速度 $F_0=1.0\text{m/min}$ の制御仕様において、選定されたモータの妥当性を検証するために、実験を行った。実験では、選定された DC サーボモータ (表 3.4 参照) に 21.4kgcm^2 のフライホイールが取り付けいたイナーシャ値 22.4kgcm^2 の DC 発電機に直接結合させている。また送り速度 1.0m/min に相当するランプ入力を与えて、回転させた場合のピークトルクを測定し、その値が式 (3.9) で導出した計算結果と合致しているかを調べる。実験には、DEC-1 (八幡電機精工製) と呼ばれる実験装置を用いた。DEC-1 の構成図を図 3.9 に示す。本装置は、DC サーボモータとサーボコントローラがセットになっており、サーボコントローラは速度ループまでの構成しかされていない。そのため、位置ループは、外部のパソコンで構成する。構成方法は、サーボモータに取り付けてあるタコジェネレータの信号を A/D 変換してパソコンに取り込み、その値を基に位置偏差を計算し、 K_p 倍した値を D/A 変換し、サーボコントローラに与えるようになっている。実験装置の機構部の固有角周波数は 94.2rad/s である [9]。式 (3.1) にける検討および選定例の条件より、位置ループの比例ゲイン $K_p=20\text{s}^{-1}$ とした。また、制御系のサンプリング時間間隔を 1ms とし、実験中のトルク波形は、サンプリング時間間隔ごとにモータ電流値をパソコンに取り込み、トルク定数 K_t をかけることにより得ている。

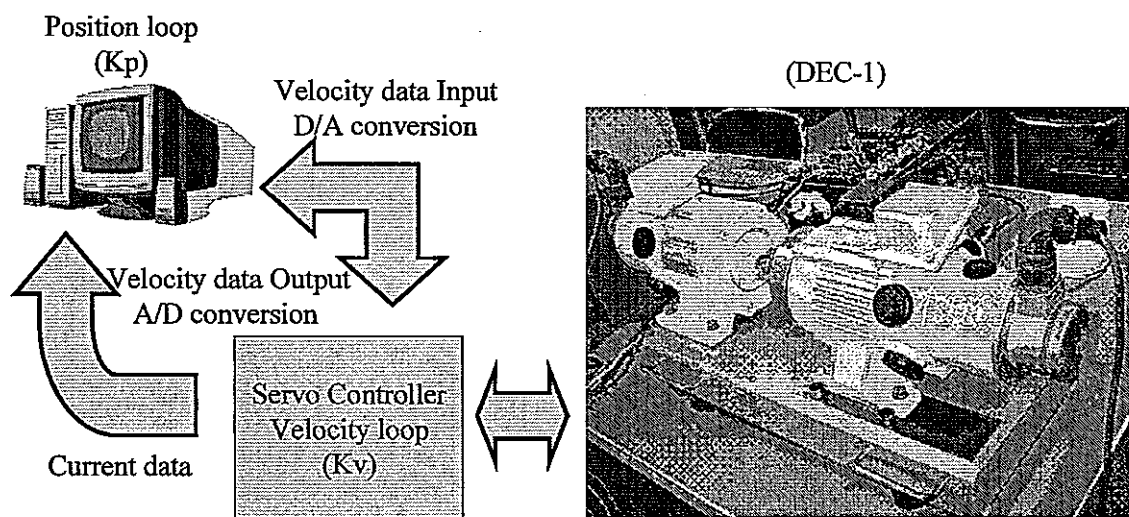


Fig.3.9: Structure of experiment

サーボコントローラの手動ループの制御定数は、3.3節の考察通り減衰係数 $\zeta=1.2$ 、固有角周波数 $\omega_n=80\text{rad/s}$ であるため、上記値となるようにサーボコントローラの調整を行った。調整では、サーボコントローラ内部の回路定数を上記値になるように設定した。上記調整が行われたサーボコントローラへ、パソコンより、制御仕様の送り速度に相当する 10.47trad のランプ入力を加えた場合の実験結果のトルク波形を図3.10に示す。図3.10より、ピークトルクは、取り込んだ波形より、約 1.65Nm になることがわかる。ここで選定例における計算結果のピークトルク値は 1.6Nm となり計算値と実測値がほとんど同一になることがわかる。よって本論文で示した、ドライブシステム選定法の妥当性が検証されたことになる。さらには、サーボコントローラのピーク電流値がカタログ値より 14A なので、モータピークトルクは、 4Nm となり、実験結果よりモータ回転速度が約 250min^{-1} までは、非線形とならずに制御することができる。

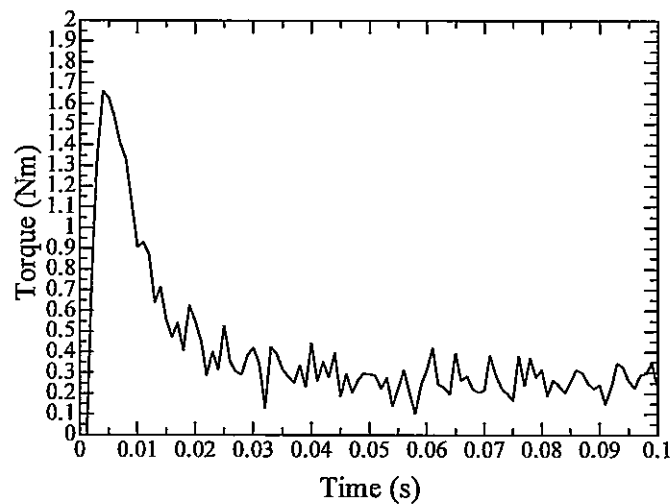


Fig.3.10: Experiment result for selection example

3.6 まとめ

本研究では、モータのピークトルクに着目し、新しいドライブシステムの選定法を提案した。本提案法の妥当性を確認するために、実際の選定例を示し、実験による検証も行った。また、ピークトルクを導出するにあたり、制御系の根の在り方についても示した。これにより、今後のサーボコントローラの制御定数設計の指針も明らかにした。さらに、本提案法を用いることにより、サーボシステムを新規開発する場合の試行錯誤の回数を大幅に激減することもできる。本提案法はトルクを考慮しているために、AC、DC サーボモータの両方の選定に適用可能である。

第 4 章

ソフトウェアサーボにおける輪郭制御 時の形状誤差に関する考察 -指令時間間隔とサンプリング時間間隔 の検討-

前章では、従来のモータ選定法に制御部分の考察を導入し動的解析を挿入することで新しいモータの選定法を提案した。このことで、輪郭制御に使用するサーボ系に対してはあらかじめその制御特性が予測できるため今まで生じていた種々の問題も激減することが期待される。しかし、その解析に使用したモデルは考察しやすいように連続系として広義に取り扱っている。現状のメカトロサーボ系はそのほとんどがソフトウェアサーボ系で構成されているため前述の制御系(連続系)にて考察すると実際の結果と合わないという不具合現象も多々あると言われている。そこで本章では、ソフトウェアサーボ系の場合に対して輪郭制御を構築する場合の実際問題を取り上げて考察を行う。

4.1 まえがき

メカトロサーボ系がハードウェアサーボと呼ばれていた 1980 年代頃、輪郭制御において代表される円弧描画において、制御性能を評価する指標として考慮されていた半径減少量等は、簡単な 1 次モデルと指令系の遅れの形で考察されており [28]、実際の値と 1 次モデルにおける半径減少量の計算結果はよく一致していた。それは、サーボ系に指令として与えられるパルス列がパルス分配法という方式を採用してい

たため、位置検出の分解能がある程度高ければ、サーボ系を連続系として考えても問題を生じなかったからである。また円弧描画した際に、切削面に現れる最終曲線に重畳される微小な変動の大きさ等(以下表面粗さと呼ぶ)は、その当時は、さほど問題にされてはいなかった。しかし、近年の工作機械、産業用ロボット等のメカトロニクス機器分野では、さらなる高速作業を追及し、仕上がり精度の要求も高いものとなってきている[10]。最近の切削加工では、送り速度20m/minという高速化が実現され[10]、加工精度に関しても表面粗さ $1\mu\text{m}$ あるいはそれ以下というサブミクロンの時代に近づいてきている[10]。従って現在では、表面粗さも検討の一項目に当然入れられている。

メカトロサーボ系は1980年代後半以降、ハードウェアサーボからソフトウェアサーボに移行し始め、1990年代初頭にはほぼすべてがソフトウェアサーボになった。これにより、ハードウェアサーボ時代における指令のパルス分配方式がなくなり、指令は上位コントローラからの指令時間間隔による折線近似方式に変更となった[30]。このことにより、ロボットや数値制御マシン等で円を描かせる場合には、指令波形が指令時間間隔ごとに多角形近似された円になり、指令円の半径が一定とならずに変動することになる。さらにサーボコントローラ内部にマイクロプロセッサが組み込まれることにより、制御方式がサンプル値制御系となった。近年のマイクロプロセッサの高性能化により、CPUのクロック周波数は大幅に向上し、現在では、1GHzの時代になってきている。そういう状況下において、指令時間間隔およびサンプリング時間間隔の値も高速化が可能となり、現在では、指令時間間隔が数ms、サンプリング時間間隔が数百 μs というように高速化されている。従って指令時間間隔に対する制御系のサンプリング時間間隔の比が小さくなることで、伝送処理遅れ問題や入力波形形状の問題等を生じさせることになる。ハードウェアサーボ時代のようにソフトウェアサーボを連続系として系の応答を考察すると、上述のような問題の影響を無視することができず、実際の結果と解析の結果が全く合わないという現象が生じてきている。円弧描画の際の制御性能指標であった半径減少量の値も、指令時間間隔およびサンプリング時間間隔という制御定数の影響を考慮しなければ、計算結果と実際の値がほとんど合わないといった問題が生じてきている。

過去に、指令時間間隔と各軸の位置比例ゲインの大きさの違いが軌跡むらに与える影響についての研究はすでになされている [31]。しかしながら、ある指令時間間隔とあるサンプリング時間間隔において輪郭制御を実現した場合、制御性能に与える影響等についてのソフトウェアサーボの考察は未だ検討されてはいない。そこで本研究では、ソフトウェアサーボにおいて円弧描画の制御性能指標である半径減少量と表面粗さの2点に特に焦点を置き検討を行う。ここで円弧描画において上記2つの制御性能指標を考察する理由は次の通りである。

1. サーボ系の指令に対する遅れが半径減少量に相当し、この値を考察することで、ソフトウェアサーボにおけるモデルと制御定数との関係が明確になる。
2. 入力指令が折線近似方式に変更になったことにより、指令自体が微小変動することになる。この変動にサーボ系が追従することによって、工作機械や産業用ロボットを使用した数値制御によるモーションコントローラでは、被加工物の最終形状に微小な凹凸が現われる。この凹凸は切削加工においては「表面粗さ」として現れる。加工物の切削面評価では、この表面粗さがサブミクロン時代といわれる現在、特に問題となってきた。

よってこの2種類の制御性能指標を考察することは、円弧描画において非常に重要なファクターとなってくる。

本研究では、まず、使用するメカトロサーボ系のモデルを明確にし、次に、制御定数である位置比例ゲイン、指令時間間隔、サンプリング時間間隔が半径減少量と表面粗さに対しどのように関係しているかを与える解析式を示している。さらにこの解析式の有効性を実機実験により検証している。

本研究で導出している半径減少量と表面粗さの解析式を用いることで、実現したい作業条件での性能が満足できるかどうかの判断を容易にできる。

本章の構成を説明する。4.2節では、ソフトウェアサーボにおける問題点を示しメカトロサーボ系モデルを構築する。4.3節では、そのモデルより円弧描画において重要な制御性能指標である半径減少量と表面粗さの式を導出する。次に4.4節では、3節で導出した式およびモデルのシミュレーション結果の妥当性を実験結果と

比較し，検討している．また半径減少量と表面粗さの大きさが指令時間間隔・サンプリング時間間隔およびその他の制御定数とどのように関係してるかの検討も行う．

4.5 節では，まとめを行う．

4.2 ソフトウェアサーボの問題点とモデル化

メカトロサーボ系がハードウェアサーボからソフトウェアサーボに移行したことにより、次の2点が、特に輪郭制御において問題を生じさせている。

1. 指令がハードウェア回路のパルス分配法から、マイコン演算による直線補間(折線近似)に変更になったことにより入力自体に微小変動が生じる。
2. 近年のマイクロプロセッサの高性能化により、指令時間間隔と制御系のサンプリング時間間隔が高速となってきている。このことで、指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比により入力指令波形が大きく変化する。

以上のソフトウェアサーボにおける問題点を本節で具体的に示し、ソフトウェアサーボのモデルを明確に示す。

4.2.1 ソフトウェアサーボの問題点

直線補間による問題

従来のハードウェアサーボではパルス列指令の入力を Binary-Rate-Multiplier(BRM)法, Digital-Differential-Analyzer(DDA)法, 代数演算法, 最小偏差補間方式等 [32]の方法によるパルス分配器により、サーボの各軸へ分配するような方式がとられており、実時間でシリアルパルスが入力されることになっていた。しかし、ソフトウェアサーボに移行することで、実時間によるシリアルパルスを入力することが非常に困難になり所定時間間隔ごとの移動量を与えざるをえなくなった。これより、複雑な形状の入力指令も簡単なプログラムにより構成され、サーボ系に与えることができるようになったが、一般的に指令時間間隔の間は直線で補間されるようになった。よって輪郭制御に代表される円弧描画等においても、指令時間間隔ごとの入力指令により直線補間されることになり、円が多角形描画となる。たとえ指令時間間隔が数msと高速になったとしても、指令時間間隔の間は、直線で補間されることになり、これはサーボ系への入力自体(円の半径)が真の曲線に対し、微小な変動を生じさせていることとなる。図4.1に円を直線補間により多角形近似した例を示す。

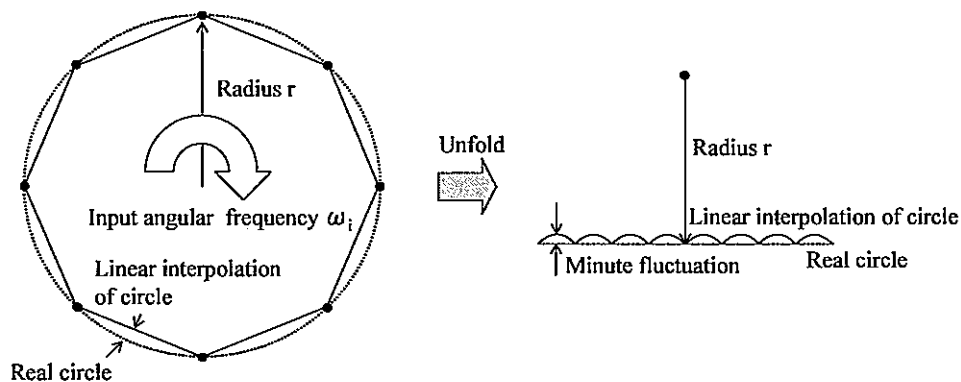


Fig.4.1: Problem of linear interpolation of circle

図4.1は、指令時間間隔により円が8分割(8角形近似)された場合の例を示している。直線補間したことにより、円を描かせる場合、図4.1のように円の半径が微小変動を生じることとなる。この微小変動にサーボ系が応答すると、切削面に半径の違いによるうねりとしての不具合が生じることになる。最近では、加工物における切削面の仕上がり精度も $1\mu\text{m}$ 以下が当たり前であり、このうねりに相当する表面粗さが問題になってくる。さらに、入力指令である半径の大きさが指令時間間隔で変動するため連続系のような一定半径での考察が容易に行うことができなくなるという問題も生じてくる。

指令時間間隔とサンプリング時間間隔の高速化による問題

ソフトウェアサーボに移行することにより、サーボコントローラ内部にマイクロプロセッサが組み込まれることとなった。近年のマイクロプロセッサの高性能化によりCPUのクロック周波数は大幅に向上し、現在では100MHzを超え、1GHzの時代になってきている。そういう状況下においてサーボ系の指令時間間隔もハードウェアサーボ時代の10~20msがソフトウェアサーボに移行することにより1~2msと高速化された。サーボ系のサンプリング時間間隔も0.1~1msという高速に移行してきている[8]。ソフトウェアサーボに移行した当初では、指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比が大きかったため、前節で示したように指令時間間隔による入力の微小変動のみを考慮すればよかったが、現在のように指令時間間隔とサンプリング時

間隔の比が小さくなると、入力波形がサンプリング時間間隔により分割され階段状の波形となるため、入力波形の考察方法をどのように行えばよいかが問題となる。さらにその入力波形より制御性能指標である半径減少量と表面粗さの大きさを推察することは、非常に困難な状況になってきている。図4.2に入力波形の一例を示す。

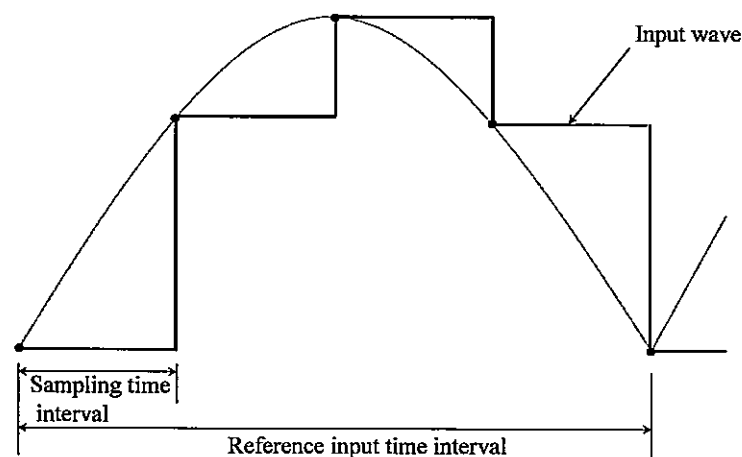


Fig.4.2: Problem of input wave

図4.2は、指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比が4の場合の例を示している。この比が図4.2に示すように小さいと入力波形は階段状となり、この入力による系の応答の状態を考察することは非常に困難となる。また指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比の違いにより入力波形がその都度変化するため、入力波形の考察方法をどのように行えばよいかという問題も生じてくる。

4.2.2 ソフトウェアサーボモデル

多慣性系であるメカトロサーボ系は、一般に4次モデルの2慣性系として簡単化され、考察することができる [9]。また機械の固有角周波数 ω_L を知り、式 (4.1) を満足するように調整されているとメカトロサーボ系は位置・速度ループの高々2次モデルとして近似ができ、それぞれの制御定数は次のように表されることがわかっている [9]。

$$K_p = 0.24\omega_L \quad K_v = 0.82\omega_L \quad (4.1)$$

ここで、 $K_p(1/s)$ は位置比例ゲイン、 $K_v(1/s)$ は速度比例ゲインを示し、 $\omega_L(\text{rad/s})$ は機械の固有角周波数を示している。次に、位置比例ゲイン K_p と速度比例ゲイン K_v が式 (4.2) の関係を満足している場合、メカトロサーボ系は単純な1次系として考察しても問題無いことが知られている [9]。

$$K_p \leq K_v/4 \quad (4.2)$$

この1次系にサンプル値制御の構成を考慮すると、メカトロサーボ系におけるソフトウェアサーボモデルは簡単化された1次系にむだ時間を含んだ形で表してよいことになる [33]。図 4.3 にソフトウェアサーボのブロック線図を示す。

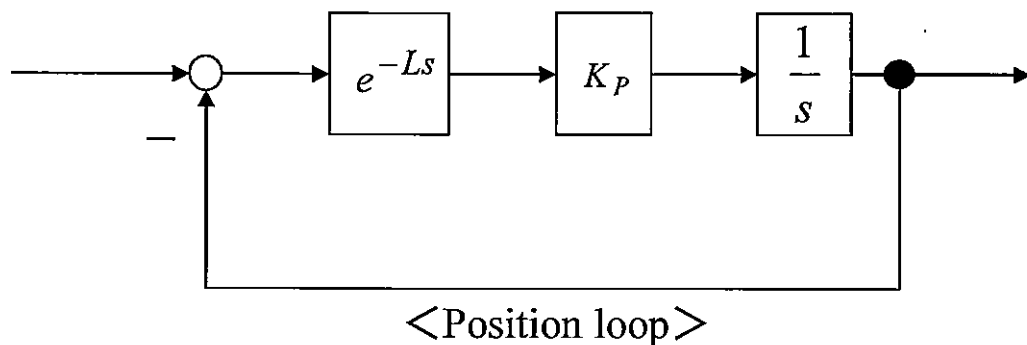


Fig.4.3: Block diagram of software servo system

ここで、図 4.3 中の $L(s)$ はむだ時間の総和を表し、一般的には演算時間による遅

れと零次ホールドによる遅れの総和として表されることが知られ、次式のように示される [33].

$$L = 1.5\Delta t_p \quad (4.3)$$

$\Delta t_p(s)$ はサーボ系のサンプリング時間間隔を表している. またステップ入力を与えられた制御系の応答がオーバーシュートしないようにするためには, 式 (4.3) の関係を用い $1/\Delta t_p$ を系の遮断周波数 (ここでは $K_p/(2\pi)$) の 27.5 倍以上の値にしなくてはならないことが知られている [33].

4.3 指令時間間隔・サンプリング時間間隔の形状誤差に与える影響

本章では、制御定数で特に指令時間間隔とサンプリング時間間隔が、円弧描画を行う際に、制御性能指標である半径減少量および表面粗さに対してどのような影響を与えるかについての考察を行う。また本章では、円弧描画における考察を行っているが、これは定常的特性を比較的容易に考えやすくするためであり、本方法は任意の連続曲線の考察においても連続曲線を円弧近似し、過渡的部分を無視することにより、適用可能であることを追記しておく。

4.3.1 指令時間間隔・サンプリング時間間隔と半径減少量との関係 平均半径の導入

円弧軌道を直線補間軌道により近似すると指令軌道は多角形軌道となる。つまり円形状が多角形状となるため、実際の円を描かせる場合の半径をどのように考察するかが問題となる。そこで、ここでは多角形近似した円の半径をどのように取り扱うかについて考察する。

円を直線補間した場合の例を図4.4に示す。まず指令時間間隔 $T(s)$ と円を描く入力角速度 $\omega_i(\text{rad/s})$ より、円の分割数 N は次式で求めることができる。

$$N = 2\pi / (\omega_i T) \quad (4.4)$$

次に、円を N 分割した多角形内の1つの三角形の面積 $S(\text{m}^2)$ は次式で求まる。

$$S = r^2 \cos(\theta/2) \sin(\theta/2) \quad (4.5)$$

$$\theta = 360/N$$

よって多角形の全面積 $S'(\text{m}^2)$ は式(4.5)を N 倍して求められる。真円の面積と求めた多角形の全面積との比を用いることによって、多角形近似された円の等価的な

半径は式(4.6)より求めることができる。この半径 $\bar{r}(m)$ を本論文では「平均半径」と定義する。

$$\begin{aligned}\bar{r} &= r \sqrt{\frac{N \cos(\theta/2) \sin(\theta/2)}{\pi}} \\ &= r \sqrt{(1/\omega_i T) \sin \omega_i T}\end{aligned}\quad (4.6)$$

式(4.6)より、直線補間により多角形近似された円の半径は真円の半径よりも小さくなると考えなくてはならない(図4.4参照)。式(4.6)からも明らかなように、多角形の辺数が少ない(θ , T が大きい場合)と平均半径が小さくなり、辺数が多い(θ , T が小さい場合)と平均半径が真円の半径に近づく。このことより、多角形近似された円の指令を与えることは、半径が異なった変動をしていることを意味しており、一定半径での考察を行うことはできない。

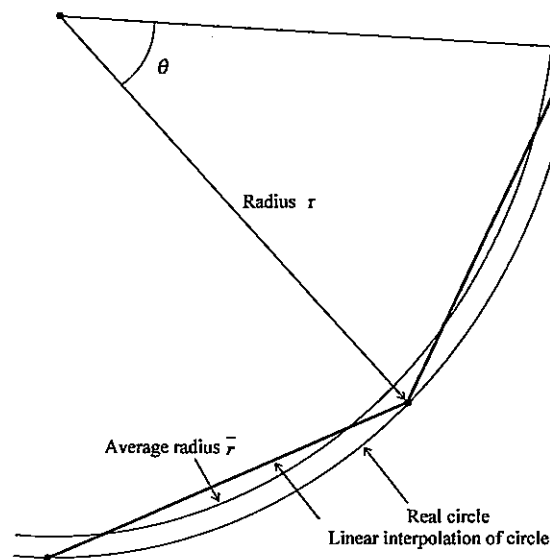


Fig.4.4: Concept of average radius

半径減少量の導出

サンプル値制御を行うメカトロサーボ系のブロック線図は、図4.3で表されるということを前章に示した。この系において、指令を直線補間し、円弧描画を行う場合について考える。半径 $r(\text{m})$ 、接線速度 $v(\text{m/s})$ で円弧描画を行う場合、サーボ系の応答は2軸 (X , Y 軸) の動作の合成 ($X = r \sin \omega_i t$, $Y = r \cos \omega_i t$ の合成) となり、連続系における円弧切削では、円弧描画速度に依存したゲインの大きさによって半径減少量が求められる。サンプル値制御系においても連続系において半径減少量を求める方法と同様の考え方をを用いる。

図4.3のブロック線図の伝達関数は式(4.7)となる。

$$G(s) = \frac{K_p e^{-Ls}}{s + K_p e^{-Ls}} \quad (4.7)$$

式(4.7)のままでは、考察を行うことが容易ではないので e^{-Ls} を (1, 1) 次のパデー近似 [34] を行うことにする。パデー近似を用いると、式(4.7)は式(4.8)となる。

$$G(s) = \frac{K_p 2/L - s}{s^2 + (2/L - K_p)s + 2K_p/L} \quad (4.8)$$

式(4.8)より周波数応答関数のゲイン $|G(j\omega_i)|$ は式(4.9)となる。

$$|G(j\omega_i)| = \sqrt{\frac{\omega_i^2 + (2K_p/L)^2}{(2K_p/L - \omega_i^2)^2 + ((2/L - K_p)\omega_i)^2}} \quad (4.9)$$

式(4.9)のゲインと平均半径 \bar{r} より、サーボ系の応答遅れを表す半径減少量が導出されることになる。実際は、多角形近似したことで真円の半径よりもともと平均半径分ずれているのでその分を考慮しなければならない。よって直線補間された円の半径減少量 Δr を求める場合には、ゲインによる半径減少量に平均半径 \bar{r} を考慮し、式(4.10)で求めることができる。

$$\begin{aligned} \Delta r &= r - \bar{r}|G(j\omega_i)| \\ &= r \left(1 - \sqrt{1/\omega_i T \sin \omega_i T} \sqrt{\frac{\omega_i^2 + (2K_p/L)^2}{(2K_p/L - \omega_i^2)^2 + ((2/L - K_p)\omega_i)^2}} \right) \end{aligned} \quad (4.10)$$

式(4.10)より、半径減少量は制御定数である位置比例ゲイン K_p 、指令時間間隔 T 、サンプリング時間間隔 Δt_p と入力角速度 ω_i により変化することがわかる。特に平均半径 \bar{r} は指令時間間隔 T の大きさに依存し、ゲインは位置比例ゲイン K_p 、サンプリング時間間隔 Δt_p の大きさに依存していることがわかる。

4.3.2 指令時間間隔・サンプリング時間間隔と表面粗さとの関係

直線補間における入力の考察

円弧描画を行う場合、入力指令を一定の指令時間間隔ごとに直線補間すると円が多角形近似となり、指令自体が微小変動を生じることが既に述べた。さらに実際は、指令時間間隔の間はサーボ系のサンプリング時間間隔でさらに分割され、指令時間間隔とサンプリング時間間隔との比の違いにより入力波形の形状が図4.5のようにそれぞれ異なってくる。またサンプリング時間間隔の間は、一定のステップ入力に相当する。ここで、指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比を以後 $q(=T/\Delta t_p)$ とする。一般的に q は1以上の整数値になるように上記制御定数が決定されている。

図4.5より、 q の違いで、多角形近似された微小変動の1つの指令がサンプリング時間間隔の大きさにより階段形状の波形になる。階段形状の波形を解析的に考察することは困難であるため、本論文では、DFT(離散フーリエ変換)[35]を使用して主たる周波数成分とその大きさを求め、表面粗さを求めるときに利用することにする。DFTは、一般的に式(4.11)により求めることができる。

$$F(n) = \sum_{k=0}^{N-1} f(k)e^{-j\frac{2n\pi k}{N}} \quad (4.11)$$

ここで $f(k)$ はDFTを求める関数である。式(4.11)を使用して、 q を変化させた場合の入力波形をDFTした結果を表4.1に示す。

表4.1は、図4.5に示すような真円と弦との差の大きさ $(r(1 - \cos(\theta/2)))$ を1とした場合にDFTした周波数成分の各次数における両振幅の大きさとの比をとっているものであるが、その際に位相の考慮はしていない。表4.1より、 q が小さいほどより高次まで考慮しないと入力波形を模擬したことになることがわかる。また表4.1中に0があるが、その次数は1次に対して無視することができるくらい小さい値

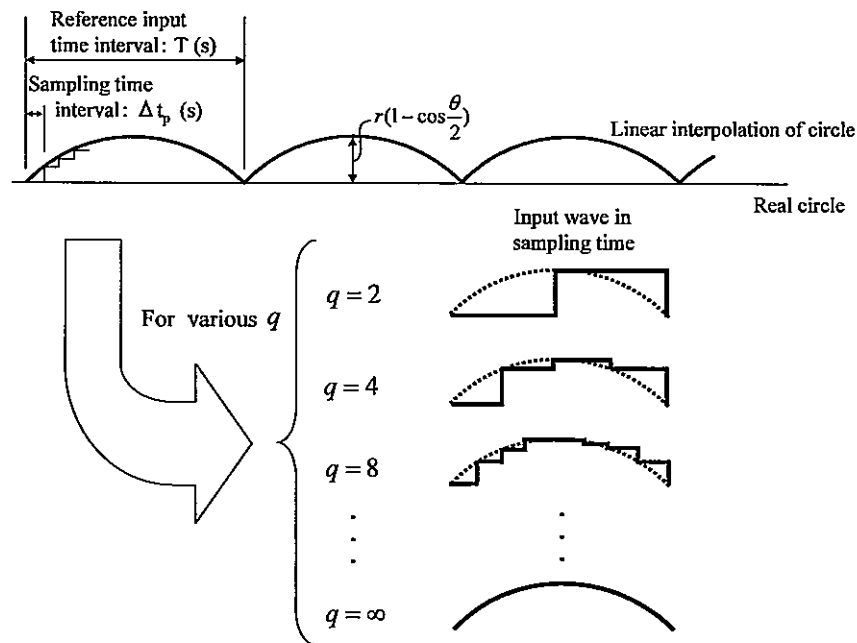


Fig.4.5: Concept of input wave by difference of q (=reference input time interval T /sampling time interval Δt_p)

となっていることを意味している。

表面粗さの導出

前節の考察より、直線補間された入力波形は、指令の角速度 ω_i を分割数 N 倍したものを基本波とし、その基本波に高調波が重畳した形で表されることがわかった。 q が大きい場合は基本波の他に2次の高調波成分までの考慮で十分であるが、 q が比較的小さい場合 ($q=5$ 以下) は、2~5次までの高調波成分を考慮しなくてはならない。ここで、本論文で提案する表面粗さを求める考え方を図4.6に示す。

図4.6に示すように、表面粗さの大きさを総合的に考える場合には、重ね合わせの定理を用いて指令角速度の分割数倍の周波数と見なした基本波、およびその高次の正弦波が入力された時のゲインの大きさを、各次数ごとに求め加えた値に相当する考えを用いることができる。但し、上記の考察はゲインのみを考慮しているため、導出した値は実際に生じる量の最大値に相当することに注意する必要がある。

Table 4.1: DFT results of input wave for various q ($q = (\text{reference input time interval } T / \text{sampling time interval } \Delta t_p)$, $k = \text{ordinary}$)

$\begin{matrix} k \\ q \end{matrix}$	1 st	2 nd	3 rd	4 th	5 th
2	1.270	0	0.419	0	0.247
3	1.01	0.454	0	0.271	0
4	0.943	0.313	0.250	0	0
5	0.898	0.269	0.169	0.177	0
10	0.860	0.223	0	0	0
20	0.850	0.213	0	0	0
50	0.846	0.209	0	0	0

円の分割数が N の場合のゲイン $|G(j\omega_i N)|$ は、式 (4.9) を基に式 (4.12) のように書き直すことができる。

$$|G(j\omega_i N)| = \sqrt{\frac{(\omega_i N)^2 + (2K_p/L)^2}{(2K_p/L - (\omega_i N)^2)^2 + ((2/L - K_p)\omega_i N)^2}} \quad (4.12)$$

q の値より、考慮しなければならない入力波形の高調波次数が表 4.1 に示すように変化するので、式 (4.12) 中の $\omega_i N$ を 1, 2, ... 倍と変化させゲインを求め加える必要がある。よって今までの考察を基にするとある特定の q に対する表面粗さ Δm は、次式で求めることができる。

$$\Delta m = r \sum_{k=1}^5 (1 - \cos(\omega_i T/2)) l_{q,k} |G(jk(\omega_i N))| \quad (4.13)$$

ここで、 $l_{q,k}$ は表 4.1 中の係数を表しており、 q は表の縦軸を示し、 k は表の横軸を示している。また式 (4.13) より、表面粗さは制御定数である K_p 、 T 、 Δt_p と入力角速度 ω_i により変化することがわかる。

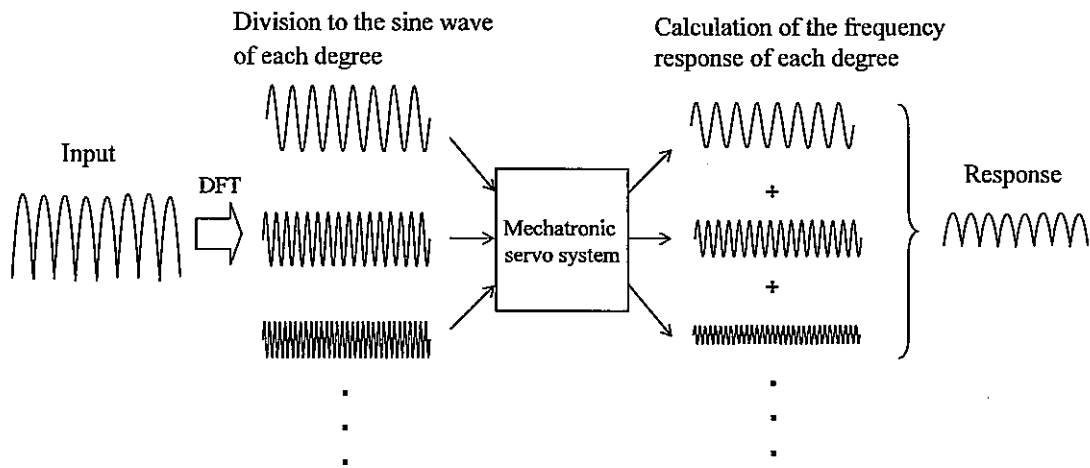


Fig.4.6: Consideration of surface roughness

4.3.3 半径減少量・表面粗さと制御定数との関係

前節において半径減少量 Δr と表面粗さ Δm の解析式を求めたが、各制御定数が上記2つの大きさにどのような関係をおよぼしているかを解析式から簡単に推定することは困難である。そこで、通常の使用では固定値とされる3定数 (K_p , T , Δt_p) をそれぞれ変化させた場合に $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ がどのような値になるかを次の条件に従い解析式を用いグラフ化したものが図4.7である。図4.7において、

- $\Delta t_p=1\text{ms}$, $T=20\text{ms}$ とし $K_p=20, 40, 80\text{s}^{-1}$ と変化させた時の ω_i に対する $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ の変化を (a), (d) に,
- $K_p=40\text{s}^{-1}$, $\Delta t_p=1\text{ms}$ とし $T=5, 10, 20\text{ms}$ と変化させた時の ω_i に対する $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ の変化を (b), (e) に,
- $K_p=40\text{s}^{-1}$, $T=20\text{ms}$ とし $\Delta t_p=0.5, 2, 5\text{ms}$ と変化させた時の ω_i に対する $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ の変化を (c), (f) に,

それぞれ示している。

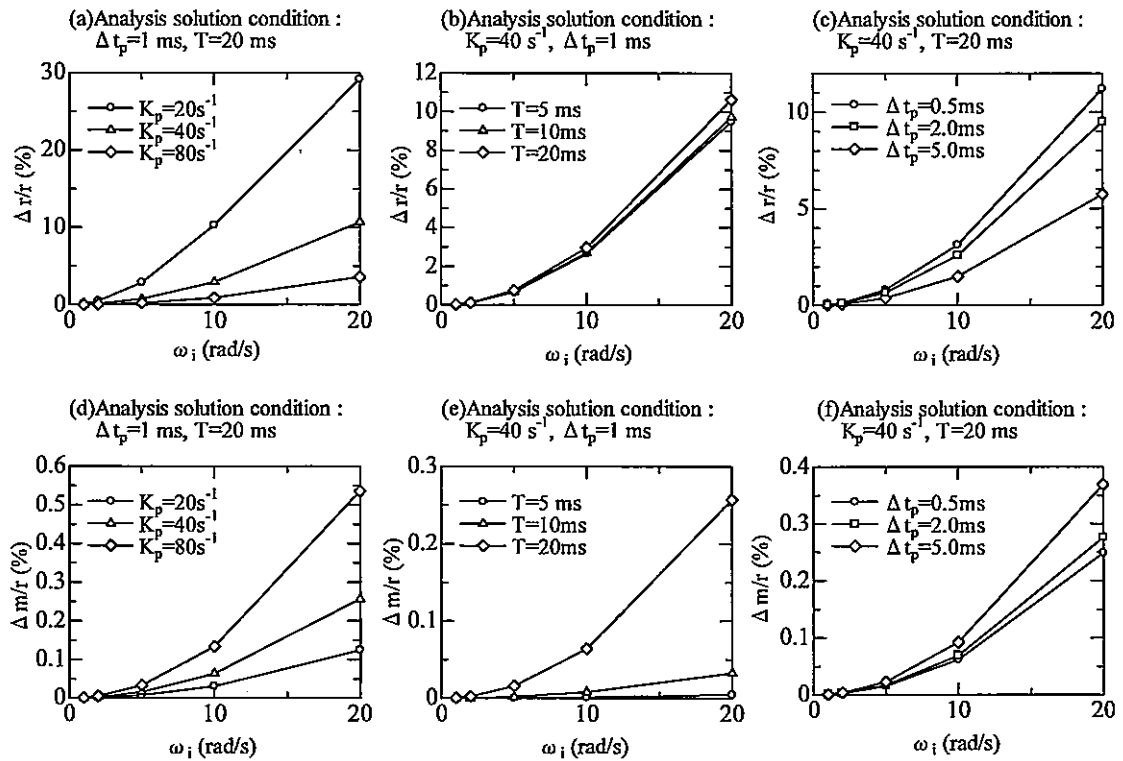


Fig.4.7: Relationship among each control coefficient, decrease in radius and surface roughness

共通している結果は、位置比例ゲイン K_p の変化に $\Delta r/r$ と $\Delta m/r$ の大きさが特に依存していることである。また特徴として $\Delta r/r$ は K_p が大きくなるとそれに伴い小さくなるが、反面 $\Delta m/r$ は大きくなることである。これは、 K_p が大きくなることによりサーボ系の応答性がよくなり $\Delta r/r$ は小さくなるが、逆に応答性が上がった分、指令の微小変動にも追従するようになり、 $\Delta m/r$ は大きくなることが分かる。さらに興味深い結果として、 Δt_p の影響が挙げられる。 Δt_p が大きいと $\Delta r/r$ は小さくなるが、 $\Delta m/r$ は大きくなるという K_p の場合と同様の結果になることが分かる。これは Δt_p が大きいほど入力 of 階段状波形の面積が大きくなり制御系に与えるエネルギー投入量が大きくなることに相当するからである。また T を変化させても $\Delta r/r$ には、ほとんど影響がないが、 $\Delta m/r$ は T の変化に K_p 同様、特に依存していることが分かる。これは式 (4.13) より表面粗さは半径の微小変動の大きさ (指令時間間隔 T により大きさが決定される) に依存しているためである。以上の結果より次のことがいえる。 $\Delta r/r$ を小さくしたい時は、 K_p を大きくし、さらに Δt_p も大きくすればよい。 $\Delta m/r$ を小さくしたい時は、 K_p 、 Δt_p を小さくし、さらに T を小さくしなければならない。しかし、 $\Delta r/r$ と $\Delta m/r$ の大きさは各制御定数に対して相反する関係になっているので、制御定数を選定する場合には注意する必要がある。

4.4 実験による検証

4.4.1 実験装置構成と実験条件の設定

前節で導出した半径減少量と表面粗さの解析式の妥当性を実機実験により確認する。実験システムはSPX-8000(株式会社テクノ製)を中心とした数値制御装置であり、図4.8に示すように2台のACサーボモータを使用した2軸(X軸, Y軸)のボールネジシステムとサーボコントローラおよびサーボコントローラに指令を与えるモーションコントローラボード(SPX-8000)とPC(パソコン)より構成されている。実験におけるデータ解析には、本システムの有しているTPCロギング機能というサーボデータ記録解析用ソフトを使用した。外乱を考慮しなくてよい仕上げ切削の場合においては、モータ軸端の動きがそのまま被加工物の切削面に現れることが従来から知られている。そこで、サーボコントローラに上記ソフトが内蔵されていれば、モータの動きがわかり、加工物の最終形状がどのような状態になるかが見て取れるようになり、問題が生じた場合の原因究明が容易にできるようになる。現在では、上記ソフトはサーボコントローラにオプションとして内蔵されている。ここでボールネジシステムの概略機械仕様を以下に記す。

- ボールネジ直径 : 12mm
- ボールネジ全長 : 430mm
- ボールネジリード : 7.5mm
- ボールネジイナーシャ : $6.73 \times 10^{-6} \text{kgm}^2$
- モータイナーシャ : $3.64 \times 10^{-6} \text{kgm}^2$

実験条件は、直線補間による影響(多角形近似)を把握するため指令の変動が大きい次の2条件にて行った。

1. $\omega_i=1\text{rad/s}$, $r=50\text{mm}$, $\Delta t_p=2\text{ms}$, $T=260\text{ms}$, $q=130$, $N=24$
2. $\omega_i=1\text{rad/s}$, $r=50\text{mm}$, $\Delta t_p=2\text{ms}$, $T=130\text{ms}$, $q=65$, $N=48$

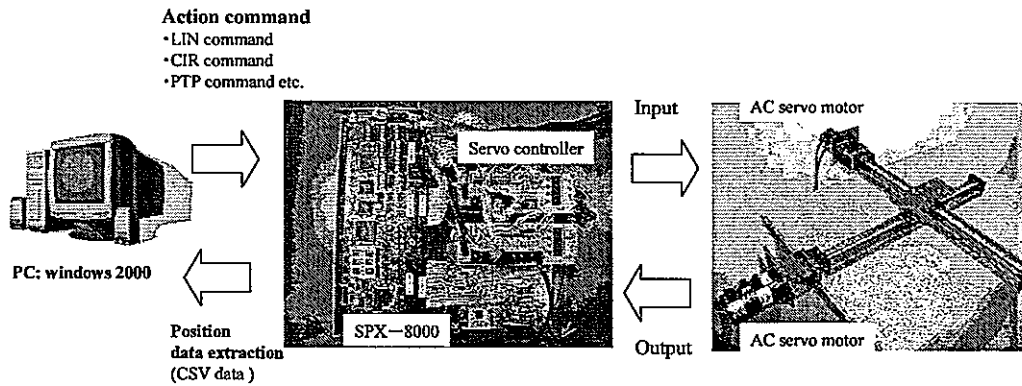


Fig.4.8: Schematics of experimental

さらに実験では、2軸共、位置比例ゲイン $K_p=40s^{-1}$ と調整し、制御系を1次モデルと見なすため速度比例ゲイン $K_v=628s^{-1}$ と位置比例ゲインに対し十分大きくした ($K_p \leq K_v/4$)。また実験に使用しているACサーボモータとサーボコントローラは安川電機製の出力100Wのものである。

4.4.2 半径減少量と表面粗さの大きさの実機検証

半径減少量と表面粗さの推定

各制御定数 (K_p , T , Δt_p) を前節のように決定した場合、半径減少量と表面粗さの大きさを推定する場合には図4.9に示すような図を用いると容易に求めることが可能である。

図4.9は、 $K_p=40s^{-1}$, $\Delta t_p=2ms$ とした場合において、 $T=130, 260ms$ の2つの場合での $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ が入力角速度 ω_i に対してどのように変化するかを解析式 (式(4.10), 式(4.13)) を基に示している図である。図4.9(a)は半径減少量の変化を示し、図4.9(b)は表面粗さの変化を示している。図4.9(a)(b)共、考察し易いように縦軸は描く円の半径 r で除し、%表記を行っている。また、図中の実線は $T=130ms$ の場合を表し、破線は $T=260ms$ の場合を表している。両図とも、 ω_i が大きくなるにつれて $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ の値が大きくなる傾向を示している。さらに T が大きいほど $\Delta r/r$, $\Delta m/r$ の両方共大きくなることが見てとれる。これは、 T が大きくなると式

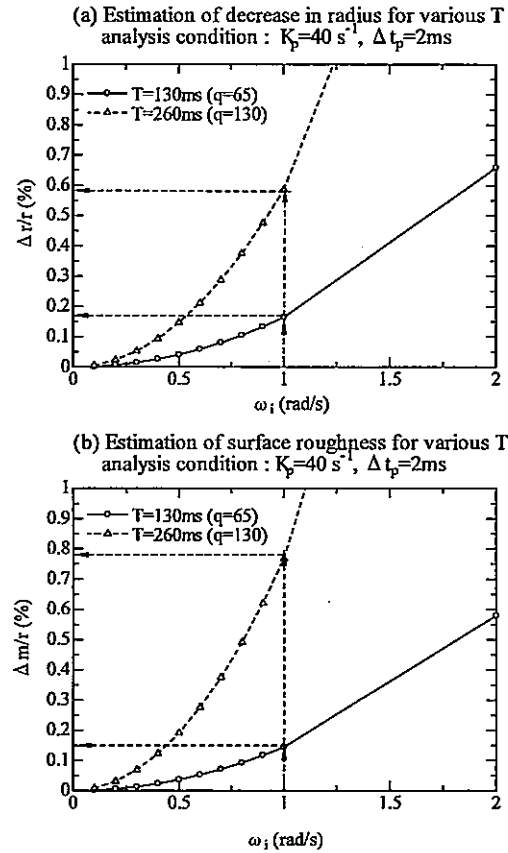


Fig.4.9: Estimation of decrease in radius and surface roughness

(4.4) からも明らかなように円の分割数 N が小さくなり指令の微小変動が大きくなるためである。次に図4.9より Δr , Δm の大きさを推定するためには、使用する ω_i と曲線との交点を求めればよいことになる。描く円の半径 $r=50\text{mm}$ 、使用する入力角速度 $\omega_i=1\text{rad/s}$ とすれば、図4.9中の交点に描く半径を掛けて、 $T=130\text{ms}$ の場合、 $\Delta r=83\mu\text{m}$, $\Delta m=73\mu\text{m}$ となり、 $T=260\text{ms}$ の場合、 $\Delta r=297\mu\text{m}$, $\Delta m=383\mu\text{m}$ となることが容易に推定できる。

実機実験による確認

前項において推定した半径減少量と表面粗さの大きさを実機実験により確認する。実験結果を図4.10に示す。ここで図4.10の左側の波形は実験における入力波形、右

側の波形はモータ2台の位置検出器の合成結果を真円値から引いた誤差の値を示したものである。図4.10(a)に示す円の分割数 N が24の場合は応答波形が入力波形と同一で滑らかであるが、図4.10(b)に示す分割数 N が48の場合の応答波形は歪んでいることがわかる。この原因は、位置検出器の分解能が2048pulse/revと粗いためであると思われる。

実験結果および図4.9で求めた解析解における半径減少量と表面粗さの推定結果を表4.2に示す。表4.2の結果より、円の分割数 N が24と小さい場合は、半径減少量と表面粗さ共、解析解の方が実験結果よりも大きくなっている。これは表面粗さを求める式(4.13)がゲインのみの考察で位相を考慮していないためであると思われる。また円の分割数 N が48になると半径減少量と表面粗さ共ほとんど同一となることがわかる。これは指令時間間隔が短くなることで元々の入力の大きさが小さくなっているため、位相の影響がほとんどなくなっていると思われる。表4.2の結果より半径減少量と表面粗さの解析式の妥当性が確認できたことになる。よって本論文で導出した解析式を図4.9で示すような図として用いれば、実作業における使用条件 (r, ω_i) から、容易に半径減少量と表面粗さの大きさを求めることができる。

Table 4.2: Comparison between analytical solutions and experimental results

	Condition (a)		Condition (b)	
	Analysis	Experiment	Analysis	Experiment
Decrease in radius $\Delta r (\mu m)$	297	262	83	80
Surface roughness $\Delta m (\mu m)$	383	343	73	70

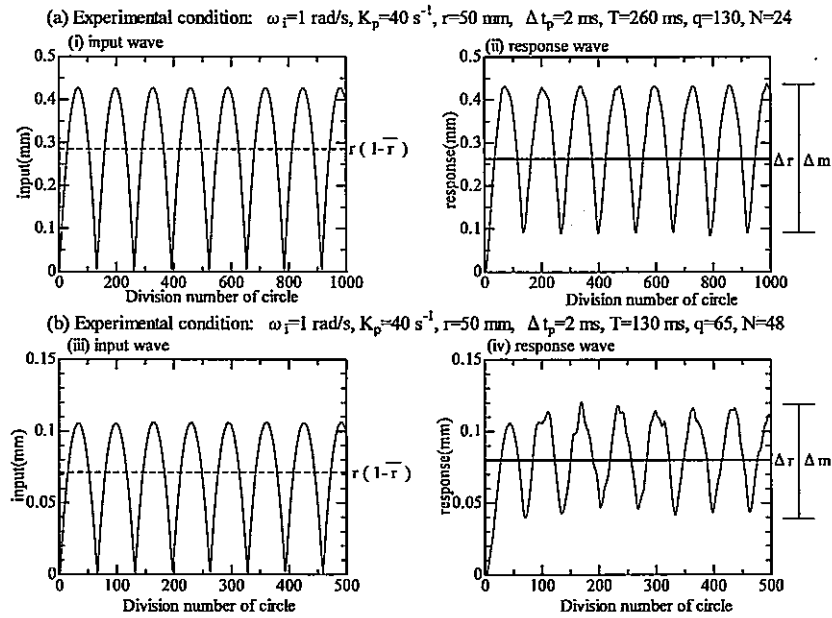


Fig.4.10: Experimental results

4.5 まとめ

1. 本研究では、輪郭制御に代表される円弧描画を行った場合の制御性能指標となる半径減少量と表面粗さの解析式を陽に導出し、その妥当性を実験により確認した。また上記2つの制御性能指標と制御定数(位置比例ゲイン K_p 、指令時間間隔 T 、サンプリング時間間隔 Δt_p)との関係も明確にした。
2. さらに、制御定数が決定された場合において、解析式を用いた2つのグラフを作成することにより、容易に半径減少量と表面粗さの大きさを知ることができることを示した。
3. これにより、最終ユーザでは、数値制御装置に使用されている指令時間間隔とサンプリング時間間隔を知ることにより、実現したい使用条件での性能が満足できるかどうかの判断を容易に行うことができることを示した。
4. 最後に本件急では、輪郭制御に代表される円弧描画における検討を行っている

が、これは定常状態における考察が容易に出来るためである。任意の連続曲線においても、連続曲線を円弧近似に置き換え、過渡的部分を無視することにより本論文の方法は適用できるということを付記しておく。

第 5 章

ソフトウェアサーボにおける輪郭制御性能を考慮した指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定法

前章では、輪郭制御に対してソフトウェアサーボを構築する場合に重要な制御定数である指令時間間隔とサンプリング時間間隔の影響を半径減少量と表面粗さを求める解析式に組み込み示した。この解析式より、ある指令時間間隔とあるサンプリング時間間隔の場合においてどの程度の制御性能が満足できるかどうかということが開発以前に予想できるという有用性が示される。言い換えると最終ユーザはサーボ系の指令時間間隔とサンプリング時間間隔を知れば制御性能をあらかじめ予測できることになる。しかしこの解析式を示すだけでは、制御性能より上述の制御定数を決定することはできない。そこで本章では、実現したい制御性能より準最適な制御定数を求める方法を示す。

5.1 まえがき

輪郭制御において、重要な制御性能指標である円弧描画時の半径減少量と描画曲線のうねりである表面粗さをソフトウェアサーボ系において考察することは、非常に重要である。

またこの制御性能指標と制御系の諸定数との関係は既に前章において検討した。この章では、ある指令時間間隔とあるサンプリング時間間隔において、半径減少量と表面粗さの値を理論に基づく解析式より推定するものである。機械を開発する最

終ユーザにおいては、数値制御マシンを使用する以前に制御性能が予測できるという多大な効果をもたらすことができる。しかしサーボシステムを開発・設計する場合には、この論文に示されている関係式を直接用いることはやや不便であると思われる。それは、最終ユーザから制御仕様(許容半径減少量および許容表面粗さ)を与えられた場合に適切な制御定数(ここでは、位置比例ゲイン、指令時間間隔とサンプリング時間間隔を指す)を容易に導出できないことである。

現状では、指令時間間隔を決定する場合においては、動作指令を記憶させるメモリ量の上限值で決定されている。詳細に述べるとある座標値から次の座標値まで動作させる場合を考えると、その距離を動くために許される時間が決定されており、さらにその時間は指令時間間隔の大きさによって分割され、分割毎に移動量をサーボ系に与えるようになっている。分割される値が整数値にならず端数が生じるとサーボ系の応答に軌跡むらや速度むらを生じることになる。そこでその現象が生じても問題が出ない程度になるよう指令時間間隔を小さくし、変化量を抑えるようにする[25]。但し、小さくする場合は、上記動作を指令時間間隔内に行えるように考慮し、CPUの性能をもとに決定される。さらにサンプリング時間間隔の大きさは、CPUの性能のみで決定され、指令時間間隔との関係は全く考察されていない状況である。

指令時間間隔の値は、ロボット等においては8~10ms、工作機械や半導体製造装置では1~2msといわれ、サンプリング時間間隔の値は、数百 μ sといわれている。上記数値は、制御性能を考慮せず決定されているため、最終ユーザにおいて希望の制御性能が出せないという不具合が生じる。よって本章では、数値制御マシンを使用する最終ユーザからの制御仕様より制御定数を適切に導出する方法を提案する。本提案法を使用することで、サーボシステムを開発するメーカーでは、思考錯誤的な検討を行うことなく適切な制御定数を決定することが可能となる。

本章の構成は、次のようになっている。5.2節では、既に我々が提案した制御仕様である半径減少量と表面粗さを求める解析式を示す。5.3節では、制御仕様より制御定数を最適に求める選定方法をフロー図で示し、5.4節では、実際の数値例をもとにフロー図を利用し制御定数を求める。5.5節ではまとめをおこなっている。

5.2 輪郭制御時における制御性能指標と制御定数との関係

本節では、既に我々が提案した半径減少量と表面粗さの解析式を示し、その使用方法についての説明を行う。尚、本節の説明に使用しているソフトウェアサーボの構成は、等価的に1次の制御系に置き換えられた場合の考察結果を示している。

5.2.1 半径減少量の解析式

ソフトウェアサーボにおいて、円弧描画を行うと上位における指令時間間隔 T と描画速度 ω_i との関係により、実際の円は多角形近似される。よって、描く円の半径 r が時々刻々変化し、一定値の半径として制御性能を考察することができないことになる。ここで指令時間間隔の値により、多角形の辺数が決定される。

多角形近似された円の半径を「平均半径: \bar{r} 」とし、半径減少量が連続系と同様に円弧描画速度に対するゲイン $G(j\omega_i)$ の大きさによって求められると考える。これより、次式で半径減少量 Δr は導出できる。

$$\begin{aligned}\Delta r &= r - \bar{r}|G(j\omega_i)| \\ &= r \left(1 - \sqrt{1/(\omega_i T) \sin \omega_i T} \sqrt{\frac{\omega_i^2 + (2K_p/L)^2}{(2K_p/L - \omega_i^2)^2 + ((2/L - K_p)\omega_i)^2}} \right)\end{aligned}\quad (5.1)$$

ここで、 $K_p(s^{-1})$ は位置ループの比例ゲインを示し、 $L(s)$ はむだ時間の総和を表し、 $L=1.5\Delta t_p$ で表される [33]。 $\Delta t_p(s)$ は制御系のサンプリング時間間隔を示している。

式 (5.1) を考察し易いように式 (5.2) のように表現する。

$$\Delta r/r = 1 - FG \quad (5.2)$$

$$\begin{cases} F = \sqrt{1/(\omega_i T) \sin \omega_i T} \\ G = \sqrt{\frac{\omega_i^2 + (2K_p/L)^2}{(2K_p/L - \omega_i^2)^2 + ((2/L - K_p)\omega_i)^2}} \end{cases}$$

式(5.2)より、半径減少量のある値にしたい場合には、 FG の積を求めれば良い。仮に $\Delta r/r=0.1$ (10%以下に半径減少量を抑えたい)にしたい場合には、 $FG=0.9$ となるように使用角速度 ω_i 、指令時間間隔 T 、サンプリング時間間隔 Δt_p 、位置比例定数 K_p を決定すれば良い。

5.2.2 表面粗さの解析式

ソフトウェアサーボにおいて円弧描画の際の入力波形は、指令時間間隔の大きさによって微小変動を生じる。指令時間間隔で生じる微小変動に着目すると指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比の大きさによってさらに入力波形形状が変化する。そこでこの比が変化した場合の入力波形を考察するために、DFT(Discrete-Fourier-Transform)を使用し検討する。DFTより指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比が10以上と大きい場合には、基本波成分の他に2次の高調波成分までを考慮すれば入力波形を模擬することができ、上記比が2~5と小さい場合には、基本波以外に5次程度の高調波成分まで考慮しなければならないことが前章の考察でわかっている。さらに表面粗さ Δm を求める場合には、重ね合わせの定理を使用し、入力波形の基本波成分と各高調波成分によるゲインを足し合わせ求めることができる。よって以下に表面粗さ $\Delta m/r$ を求める式を示す。

$$\Delta m/r = \sum_{k=1}^5 y(k) (1 - \cos(\omega_i T/2)) |G(jk(\omega_i N))| \quad (5.3)$$

ここで $y(k)$ はDFTを計算する式であり、次式で求められる。

$$y(k) = \sum_{i=0}^{N-1} f(i) e^{-j \frac{2\pi k i}{N}} \quad (5.4)$$

式(5.4)の大きさは、指令時間間隔とサンプリング時間間隔との比によって変化する。

5.3 指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定法

今までの考察を基に，ソフトウェアサーボを構成する制御定数の決定法のフローを図5.1に示す．図5.1に示す提案法を以下に詳しく説明する．

1. 位置比例ゲイン $K_p(s^{-1})$ ，許容入力角速度 $\omega_{max}(\text{rad/s})$ ，許容サンプリング時間間隔 $\Delta t_{pmax}(s)$ の決定

開発する機械の固有振動数 $\omega_L(\text{rad/s})$ を知り，式(5.5)より位置比例ゲイン K_p を決定する [9]．

$$K_p = 0.24\omega_L \quad (5.5)$$

位置比例ゲインが決定したら，式(5.6)より許容入力角速度 ω_{max} が決定され，使用可能な入力角速度範囲が決まる．式(5.6)以上の入力角速度にしたい場合は，別途詳細検討を行うなど厳密な解析を行わなければならない．

$$0 < \omega_i \leq \omega_{max}(= K_p/2) \quad (5.6)$$

ここで，許容角速度 $\omega_{max}=K_p/2$ とする理由は，次の通りである．サーボの制御系を1次と見なし，かつ連続系と考えた場合，ある描画速度 ω_i に対するゲイン $G(j\omega_i)$ は，次式で示される．

$$G(j\omega_i) = 1/\sqrt{(\omega_i/K_p)^2 + 1} \quad (5.7)$$

式(5.7)において， $\omega_i = \omega_{max}(= K_p/2)$ とするとゲイン $G(j\omega_{max}) \doteq 0.9$ となる．よって $\omega_i = K_p/2$ にすることで，半径減少量を最大描画速度において，応答が入力指令の1割以下に抑えられるという考えに基づいている．また実際のサーボ系を開発している場合もこの考えを通常使用しているといわれている．

次に，式(5.8)より許容サンプリング時間間隔 Δt_{pmax} を決定する [33]．サーボシステムを実際に開発する場合に使用するサンプリング時間間隔は， $\Delta t_p \leq$

Δt_{pmax} となるように通常は選定しなければならない。式(5.8)で導出したサンプリング時間間隔以上の値を用いるとサーボ系の応答波形がオーバーシュートを生じるため注意する必要がある。

$$\Delta t_{pmax} = 2\pi / (27.5 K_p) \quad (5.8)$$

尚、これ以下の計算に使用する入力角速度 ω_i には、 ω_{max} の値を用いる。 ω_{max} を用いることでそれぞれの限界値を計算することになり余裕をみることになる。

2. 制御仕様である半径減少量 $\Delta r/r$ と表面粗さ $\Delta m/r$ の決定

許容半径減少量と許容表面粗さの大きさを知り、それぞれ半径に対する割合を求める。

3. 指令時間間隔 T とサンプリング時間間隔 Δt_p の仮選定

式(5.2)中の右辺2項目の G に着目する。ここで、許容サンプリング時間間隔以下の値で、仮にサンプリング時間間隔を決める。このサンプリング時間間隔 Δt_p 、許容入力角速度 ω_{max} 、位置比例ゲイン K_p より、ゲイン G を計算する。項目(2)で得られた許容半径減少量の値より式(5.2)中の FG 値が決められる。次に、この FG 値と計算により得られたゲイン G 値より、準最適な F の値が求められる。 F の値より、指令時間間隔 T が決められる。決定した指令時間間隔とサンプリング時間間隔の比を求め、この値が整数値であればそのままの T 、 Δt_p を用いてよいが、整数値でなければ整数値となるように指令時間間隔の値を小さくなるように値を変更する。

4. 表面粗さ $\Delta m/r$ の計算

項目(3)で求めた指令時間間隔とサンプリング時間間隔の値を使用し、位置比例ゲインと許容入力角速度およびDFT結果を用い、式(5.3)より表面粗さ $\Delta m/r$ の計算をする。

5. 制御仕様の確認

項目(4)で求めた表面粗さの大きさが項目(2)における制御仕様を満足しているかどうかの確認を行う。満足していれば選定終了、満足していなければ項目(3)に戻りサンプリング時間間隔の再選定を行い、制御仕様が満足するまで項目(3), (4), (5)を繰り返し計算しなければならない。

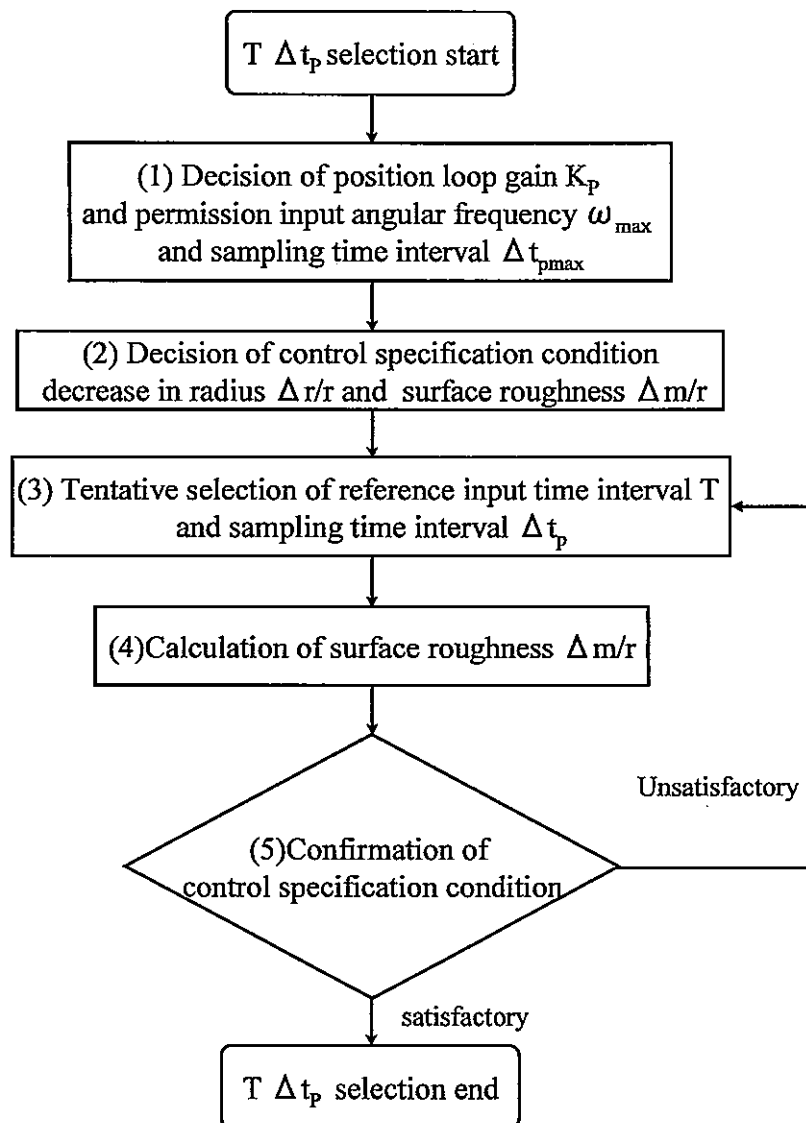


Fig.5.1: Flowchart of control coefficient decision method

5.4 指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定例

本節では、具体的な数値例をもとに図5.1のフローチャートに従って制御定数の決定法の説明を行う。また実際の選定に際しては、図5.2(a), (b)に示すような図を用いることでよりわかり易く制御定数の選定を行うことができる。

1. 位置比例ゲイン K_p , 許容入力角速度 ω_{max} , 許容サンプリング時間間隔 Δt_{pmax} の決定

- 開発する機構部の固有振動数を $\omega_L=166.7\text{rad/s}$ とする。開発する機械の固有振動数をもとに式(5.5)より位置比例ゲイン $K_p=40\text{s}^{-1}$ となる。
- 式(5.6)より許容入力角速度 $\omega_{max}=20\text{rad/s}$ となり、開発する数値制御マシンの使用入力角速度範囲は $0 < \omega_i \leq 20\text{rad/s}$ となる。なお、これ以降の計算では $\omega_i=\omega_{max}(=20\text{rad/s})$ として計算を行う。
- 式(5.8)より許容最大サンプリング時間間隔 $\Delta t_{pmax}=5.7\text{ms}$ となる。よって実際のサーボシステムを設計する場合には、使用するサンプリング時間間隔が $\Delta t_p < 5.7\text{ms}$ となるようにサンプリング時間間隔を選定する必要がある。

2. 制御仕様である半径減少量 $\Delta r/r$ と表面粗さ $\Delta m/r$ の決定

数値制御マシンの制御仕様が以下の場合の検討を行う。

- 許容半径減少量 $\Delta r/r=10\%$ 以下にしたい。
- 許容表面粗さ $\Delta m/r=1\%$ 以下にしたい。

3. 指令時間間隔 T とサンプリング時間間隔 Δt_p の決定

- $\Delta r/r=0.9$ より、式(5.2)中の $FG=0.1$ としなければいけないことになる。
- $K_p=40\text{s}^{-1}$ と $\omega_i=20\text{rad/s}$ とし、 $\Delta t_p=0.1, 0.5, 1.0, 2.0, 5.0\text{ms}$ と5つ変化させた場合につき、式(5.2)中の G の計算を行う。この計算した5つの値を図5.2(a)のようにグラフ化する。ここで図5.2(a)は横軸を式(5.2)中

の G 、縦軸を式 (5.2) 中の F とし、破線は FG の積を表している。このグラフより、ある G を決定し、 FG の交点より F の値がわかる。

- ここで、仮にサンプリング時間間隔 $\Delta t_p = 1\text{ms}$ と仮決定する。 $\Delta t_p = 1\text{ms}$ の場合のゲイン G と FG の交点より F を求めると $F = 0.995$ となる。
- 次に、 $\omega_i T$ と式 (5.2) 中の F との関係を図 5.2(b) のようにグラフ化する。この図より、 $F = 0.995$ の場合の値を見つけると $\omega_i T = 0.24\text{rad}$ となる。
- $\omega_i = 20\text{rad/s}$ より、指令時間間隔 $T = 12\text{ms}$ となる。 $T/\Delta t_p$ が整数値であるため、求めた指令時間間隔は利用できる。なお、 $T/\Delta t_p$ が整数値とならない場合には、整数値となるように T の値を変更する必要がある (変更する場合には指令時間間隔を小さくする方向にする)。

4. 表面粗さ $\Delta m/r$ の計算

上記で求めた制御定数 (K_p , $\omega_i = \omega_{max}$, T , Δt_p) より式 (5.3) を用い $\Delta m/r$ の計算を行う。計算結果は $\Delta m/r = 0.5\%$ となる。

5. 制御仕様の確認

項目 (4) で計算した表面粗さの大きさが項目 (2) における制御仕様を満足しているため、選定は終了する。ここで、制御仕様を満足していない場合は、再度項目 (3) に進みサンプリング時間間隔を再決定し、制御仕様を満足するまで項目 (3), (4), (5) における計算を繰り返さなければならない。

5.5 まとめ

本研究で提案する方法を用いることで、次のことがいえる。

1. 本研究では、数値制御マシンを使用する最終ユーザからの制御仕様(許容半径減少量と許容表面粗さ)より、これらを満足する適切な制御定数(位置比例ゲイン, 許容最大入力角速度, サンプルング時間間隔, 指令時間間隔)を導出するために簡便なグラフを使用する方法を提案した。
2. 本提案法を用いることで、数値制御マシンを開発する場合に開発段階で制御仕様を得ることで、従来の試行錯誤的な検討を行うことなく適切な制御定数を迅速に決定することができる。

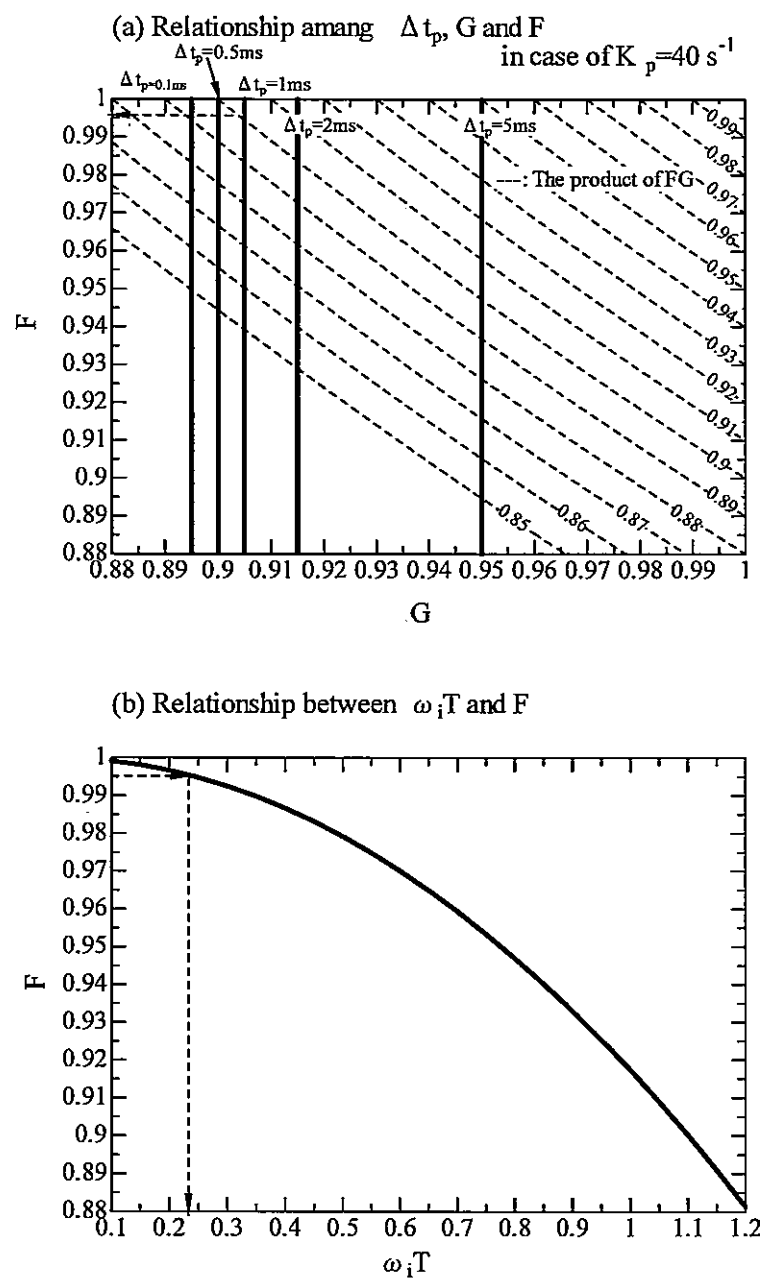


Fig.5.2: Decision method of reference input time interval and sampling time interval

第 6 章

結論

メカトロサーボ系を構成する周辺機器はこの数十年の間に大きくその変貌を遂げた。その背景にはサーボ技術である磁性材料技術，半導体技術，通信技術，実装技術，生産技術，制御技術等の飛躍的な技術革新の裏づけであることは筆者がいうまでもない。しかし，実際の技術者達はその技術の変化する早さについて行くのがやっとなで，例えば現場で生じた問題の考察や何故その技術をその部分に使用しているのか等，理論的考察を十分に行えないまま現在に至っているのが実際であると思われる。最近では，その技術変化もようやく飽和方向に近づき，生じた問題に対する理論的考察が成されるようになったと思われる。その一例が「メカトロサーボ系制御」に記されている研究内容であり，私が記した研究内容も前述した問題のほんの氷山の一角にすぎない。本研究では，特にその中でも輪郭制御に対して制御方式が連続系と離散系の両方の場合におけるメカトロサーボ系の構築方法を研究したものである。以下に本研究の各章について要約する。

1 章では，メカトロサーボ系の技術背景や本研究の目的および章構成等を述べた。

2 章では，連続系および離散系の各制御方式に対するメカトロサーボ系の考察方法（特にブロック線図の在り方）を示した。ここでは，制御系を連続系として考察する場合と離散系で考察する場合の2種類の方法においてそのモデリングの違いの考察を行った。連続系では，3次の制御系で考察すべきであることを述べ，特に電流ループの構成と考察方法をシミュレーション結果を用い詳細に示した。さらに離散系においては，マイコンの演算遅れや零次ホールドの影響を含めた場合のブロック線図

の考察方法を示した。現状までは、制御系の違いによるブロック線図の構成方法を示した論文等はあまり見かけなかったが本論文によりその異なる部分を明確にした。

3章では、2章で示したブロック線図を用い、現状のモータ選定法に制御部分の選定方法も含めた新しいモータ選定法を具体的なフローチャートにより示した。従来は、モータ選定の段階で線形動作範囲を考慮することなく設計していたため開発途中において目標の制御性能が出せないという問題が生じていた。これは、モータ選定段階において目標となる線形動作範囲を明確にしていなかったことが原因であると思われる。そこで本研究では、その問題を解決するためにモータのピークトルクに着目を置き、線形動作範囲を明確に導出する方法を述べた。また同時に制御定数である位置比例ゲイン、速度比例ゲイン、速度積分定数の導出方法を特性方程式の根の在り方より明確に示した。この提案法を用いることでAC・DCサーボモータを使用する最終ユーザもしくはサーボモータメーカーでは、サーボシステムの線形動作範囲が開発以前にあらかじめ予測可能となり、かつ制御定数を適切に決定できるため開発中に生じる試行錯誤的な検討を行うことが無くなり開発時間を大幅に短縮することができるという有用性を示せた。

4章では、ソフトウェアサーボにおいて輪郭制御を行う場合、制御性能指標である半径減少量と表面粗さの大きさを導出する解析式を重要な制御定数を用い導出した。具体的にはソフトウェアサーボにおいて重要な制御定数である指令時間間隔とサンプリング時間間隔の関係をを用い上記解析式を導出した。従来は、連続系における解析式を用い上記制御性能指標を考察していたが、その結果は実際の値とは異なるものであった。それは、メカトロサーボ系がソフトウェアサーボになったため制御系を離散系と見なさなければならなくなったためである。よって、本研究において離散系の場合の解析式を導出したため輪郭制御を実行する以前に制御性能が予測できることになる。また、この解析式を用いることで、メカトロニクス機器を使用する最終ユーザでは、サーボコントローラに使用する指令時間間隔とサンプリング時間間隔を知ること、制御性能を満足できるかどうかの判断が容易にできることにな

る。言い換えると開発以前に制御性能の良し悪しの判断が可能となることになる。

4章においては、制御定数から制御性能の良し悪しが判断できるが、制御性能を満足するような制御定数を簡単に解析式より求めることはできない。そこで5章では、制御性能を満足するような制御定数を導出する方法を示した。制御定数の導出には、簡便なグラフとフローチャート図を使用しなければいけないことを示した。このグラフとフローチャート図を用いることで、準最適な制御定数を決定することが可能となるのでサーボモーターメーカでは、機械を使用する最終ユーザの許容制御性能を知ることで、準最適な制御定数の導出を開発以前に行うことができることになる。

以上、本研究によりメカトロサーボを考察する上で重要な輪郭制御に対する制御方式の構築方法が連続系および離散系の両方の場合において確立できたことになる。

謝辞

本研究は、佐賀大学大学院工学系研究科 生体機能システム制御工学専攻インテリジェント制御工学大講座 において行われたものである。

本研究を遂行するにあたって、終始懇切丁寧な御指導と多大なる御助言を頂き、また、本論文をまとめるに際して懇切な御鞭撻を頂きました、佐賀大学 中村政俊教授に心より感謝致します。

本論文をまとめるにあたって、多くの御助言を頂きました佐賀大学 信太克規教授、渡辺桂吾教授に心より感謝致します。

本研究の遂行ならびに本論文の執筆に際し、終始懇切丁寧な御指導と多大なる御助言を頂きました佐賀大学 後藤聡助教授に心より感謝致します。

本研究を始めるきっかけを与えて頂き、かつ最後まで多大なる御助言を頂きました近畿大学 久良修郭教授に心より感謝致します。

本研究の全般にわたって多くの御助言を頂きました久留米工業高等専門学校 江頭成人助教授に深く感謝の意を表します。

また、本研究の推進にあたって、御協力を頂きました佐賀大学技官 永渕一成氏、事務処理に際して、御協力を頂きました佐賀大学 江頭美奈子氏に感謝致します。

さらに、本研究を遂行するにあたり、御協力を頂きました佐賀大学大学院工学系研究科システム制御研究室の皆さまに感謝致します。

最後に、研究を始めてから本論文の執筆に至るまで、長きに渡って支えて頂きました家族と両親に心より感謝致します。ありがとうございました。

参考文献

- [1] (株)安川電機製作所 編: メカトロニクスのためのサーボ技術入門, 日刊工業新聞社, 1987
- [2] 鬼頭正雄, 桜井繁: 新世代サーボへの展望, 技法安川電機, vol.62, No.4, pp.194-201(1998)
- [3] 社団法人 日本電機工業会: 未来を拓く FA サーボ, JEMA, 2004 年版
- [4] 長井邦夫, 古賀光浩, 坂瀬清之: 大容量サーボドライブ, 技法安川電機, vol.62, No.4, pp.242-246(1998)
- [5] www.ohama-sj.co.jp/index02.html
- [6] 小黒龍一, 塚畑浩一, 宮本恭祐, 野田幸之輔, 川邊満徳: モーションコントロールの展望と情報ネットワークとの融合, 技法安川電機, vol.65, No.1, pp.14-21(2001)
- [7] 入江, 尾崎, 川原: コギングトルク低減案の検討, 小倉工場技術部門技術標準, BTS-DBB0013(1995)
- [8] 小黒龍一, 右近清隆: アドバンスト制御総論, 技法安川電機, vol.62, No.4, pp.260-263(1998)
- [9] 中村政俊, 後藤聡, 久良修郭: メカトロサーボ系制御, 森北出版 1998
- [10] 長江昭充: 工作機械の最新動向, 計測と制御, 42, 7, pp.587-590, 2003
- [11] 内山誠, 折橋弘治, 東貴志雄, 古谷邦男: 工作機械制御用新 NC システム, 技法安川電機, vol.64, No.3, pp.124-130(2000)

- [12] 七井貞明, 久良修郭: 超広範囲速度制御装置 (1)(制御系構成の理論), 安川電機研究報告第 1261 号, 1970
- [13] 社団法人日本電機工業会: 直流サーボモータ, ブラシレス直流サーボモータ及び直流タコジェネレータの用語と定義, 日本電機工業会資料, 第 145 号, 1986 年 2 月
- [14] 久良修郭: ループの応答性に相互関係抵抗を用いてゲインを調整サーボコントローラ (2), 日経メカニカル別冊, pp.66-71, 1986
- [15] 久良修郭, 右近清隆: ソフトウェアサーボ技術とサーボアンプの設計, 株式会社トリケップス, 1991
- [16] 安川電機株式会社著: 安川 AC サーボドライブ 付録, 資料請求 KA-S800-0D (1992)
- [17] 松谷守康著: 制御システムと制御 モータの選び方・使い方, 技術書院, pp.92-102(1965)
- [18] 三菱電機株式会社著: AC サーボ応用マニュアル, 電気書院, pp.92-102 (1999)
- [19] H.J.V.D.Straete, P.Degezelle, J.D.Schutter, R.J.M.Belmans : Servo Motor Selection Criterion for Mechatronic Applications, IEEE/ASME Transaction on Mechatronic, Vol.3, No.1, pp.43-49(1998)
- [20] 松日楽 信人, 大明 準治: ロボットシステム入門, オーム社, pp.57-71(2000)
- [21] 江頭 成人, 中村 政俊, 後藤 聡, 久良 修郭: メカトロサーボ系のモータイナーシャと負荷イナーシャとの関係, 日本ロボット学会誌 19 巻 1 号, pp.124-130, 2001 年
- [22] 佐藤 貞之, 久良 修郭: メカトロサーボ系構成のためのモータ・ドライブシステム選定手順の提案, 第 20 回計測自動制御学会九州支部学術講演会予稿集, pp.27-30(2001)
- [23] 市田 浩三 吉本 富士市著: スプライン関数とその応用, 教育出版, pp.1-15(1994)

- [24] 富成 襄, 背戸 一登, 岡田 養二: サーボ設計論, コロナ社, pp.63-66(1989)
- [25] 藤野 義一, 久良 修郭: 実践メカトロニクスモーション・コントロール, 産業図書, pp.119-134(1996)
- [26] 佐藤 貞之, 後藤 聡, 中村 政俊, 久良 修郭: メカトロサーボ系のピーク電流を考慮したモータとサーボコントローラの選定法, 第21回計測自動制御学会九州支部学術講演会予稿集, pp.55-58(2002)
- [27] 吉村 賢治: C言語によるプログラミング入門, 昭晃堂社, pp.74(1998)
- [28] 久良 修郭, 平 善二: $YASNAC^R MX3$ 高速切削制御, 第52巻 通巻 第201号 安川電機 No.4, pp.322-325(1988)
- [29] 安川電機株式会社著: サーボモータ選定法 資料請求 KA-DS-210 (1999)
- [30] 久良 修郭: メカトロニクス機器の動作制御方式に関する研究, 九州大学博士学位論文, 74-103(1992)
- [31] 江頭 成人, 中村 政俊, 久良 修郭: メカトロサーボ系における指令時間間隔ごとの軌跡むらの特性解析, ロボット学会誌, **13**, 8, pp.93(1995)
- [32] 金子 敏夫: 数値制御 -基礎とサーボ技術-, オーム社, pp.17-26(1990)
- [33] 中村 政俊, 香田 英之, 久良 修郭: サーボ系による連続経路制御のサンプル値制御における適正サンプル周波数の決定法, 計測自動制御学会論文集, **28**, 5, pp.649(1992)
- [34] JOHN G. TRUXAL : Automation Feedback Control System Synthesis, McGraw-Hill book Company, Inc. , pp.548-550(1955)
- [35] 高橋 安人: デジタル制御, 岩波書店 , pp.194-200(1985)

研究発表

A. 学術論文 (掲載済みまたは掲載決定)

- [1] 佐藤貞之, 後藤 聡, 中村政俊, 久良修郭: メカトロサーボ系構成におけるドライブシステム選定法, 電気学会論文誌 D, vol. 124-D, no. 12, 1212/1220, 2004
- [2] 佐藤貞之, 中村政俊, 後藤 聡, 江頭成人, 久良修郭: ソフトウェアサーボ系における輪郭制御制御時の形状誤差に関する考察
-指令時間間隔とサンプリング時間間隔の検討-, 精密工学会誌, vol.71 no.5 (2005)

B. 学術論文 (投稿予定)

- [1] 佐藤貞之, 中村政俊, 後藤 聡, 江頭成人, 久良修郭: ソフトウェアサーボにおける輪郭制御性能を考慮した指令時間間隔とサンプリング時間間隔の決定法, 精密工学会誌, 2004 年 12 月 投稿予定

C. 国際学会

- [1] S. Sato, M. Nakamura, S. Goto, N.Egashira and N. Kyura: Desicion Method of Reference Input Time Interval and Sampling Time Interval that Considered Contour Control Performance in Software Servo System, *10th International Symposium on Artificial Life and Robotics (AROB V'05)*,

E. 国内学会

- [1] 久良修郭, 佐藤貞之: 産業用メカトロサーボ系における速度制御形選定における一考察, 電気関係学会九州支部第 54 回連合大会, 佐賀大学 (佐賀) 2001 年 10 月

- [2] 佐藤貞之, 久良修郭: メカトロサーボ系構成のためのモータドライブシステム選定手順の提案, 第20回計測自動制御学会九州支部学術講演会, 熊本大学 (熊本) 2001年11月
- [3] 佐藤貞之, 久良修郭: PI,IP を内部にもつメカトロサーボ系の特性考察, 平成14年度電気関係学会全国大会, 工学院大学 (東京) 2002年3月
- [4] 佐藤貞之, 後藤 聡, 中村政俊, 久良修郭: メカトロサーボ系のピーク電流を考慮したモータとサーボコントローラの選定法, 第21回計測自動制御学会九州支部学術講演会, 27/30, 大分大学 (大分) 2002年12月
- [5] 佐藤貞之, 後藤 聡, 中村政俊, 久良修郭: 速度フィードフォワードを考慮したメカトロサーボ系の一考察, 電気関係学会九州支部第56回連合大会, 301/304, 崇城大学 (熊本) 2003年9月
- [6] 佐藤貞之, 後藤 聡, 中村政俊, 久良修郭: 速度とトルクのフィードフォワードを併用したメカトロサーボ系の特性考察, 第22回計測自動制御学会九州支部学術講演会, 317/318, 長崎大学 (長崎) 2003年11月